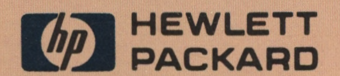
Catalogue optoélectronique 1983





Chère cliente, cher client,

Voici la troisième édition en français de notre catalogue OPTOELECTRONIQUE.

Le succès de cette formule nous a amené à innover cette fois encore, en réduisant le format et en y incluant les notes d'applications se rapportant aux différents produits présentés. L'utilisateur aura ainsi un réel outil à sa disposition pour concevoir ses circuits.

Cette année encore, un nombre impressionnant de nouveaux produits vient s'ajouter aux éléments déjà existants. Vous pourrez constater qu'à côté des composants traditionnels (DEL, afficheurs, opto coupleurs), le nombre des fonctions complexes orientées autour des applications de l'optoélectronique (système de visualisation, cartes de décodage de codes à barres, multiplexeurs pour transmission de données par fibres optiques..) ne cesse de croître.

Notre équipe d'ingénieurs technico-commerciaux ainsi que notre laboratoire d'applications de Boebligen (RFA) se tiennent à votre disposition pour vous aider à développer vos équipements.

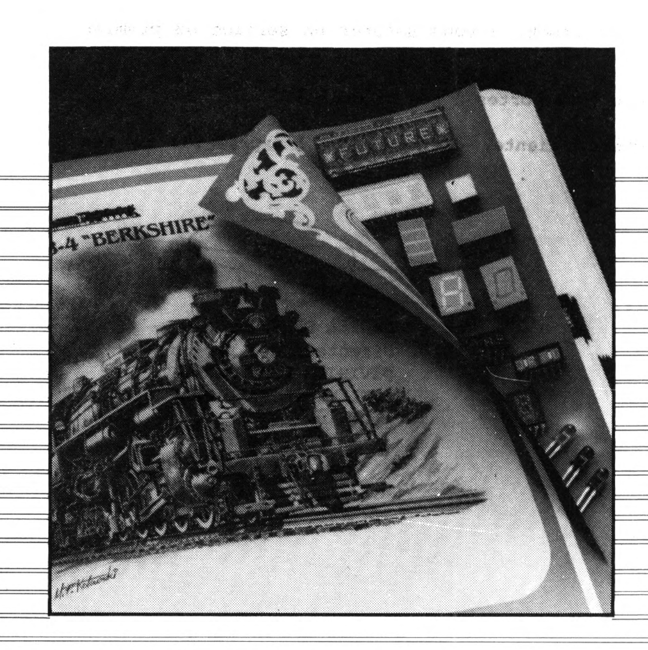
Notre réseau de distributeurs agréés (dont vous trouverez la liste en annexe), implantés sur tout le territoire, contribuera également, grâce à la disponibilité de nos produits sur stock, à vous assurer un service de premier ordre.

Vous remerciant de l'intérêt que vous portez à nos produits,

Nous vous prions d'agréer, chère cliente, cher client, l'expression de nos sentiments distingués.

DANIEL PERRET
Directeur des Ventes
DIVISION COMPOSANTS
HEWLETT-PACKARD FRANCE

Table des matières



Comment utiliser ce catalogue

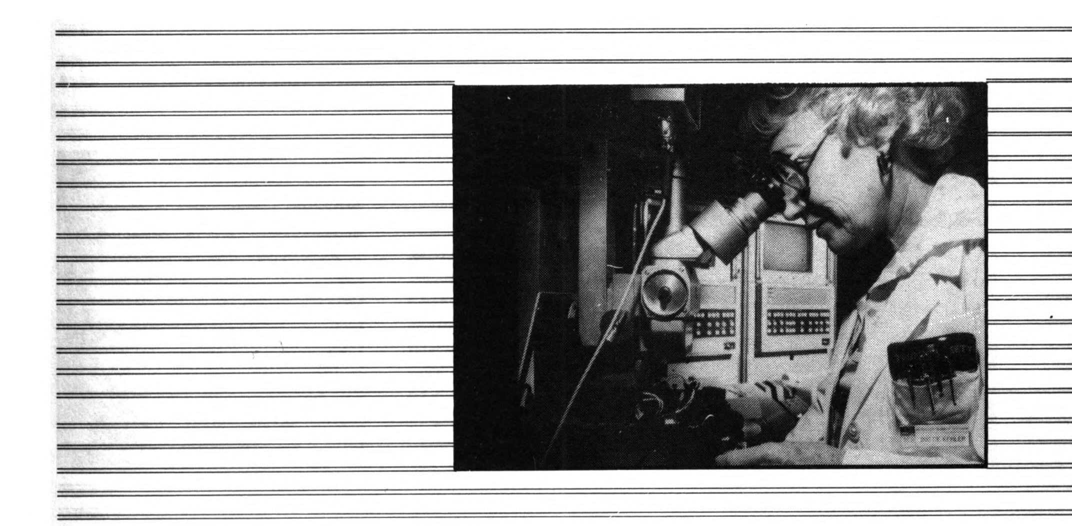
Le présent catalogue regroupe la collection complète des fiches techniques avec les spécifications détaillées et mises à jour de tous nos produits concernant l'optoélectronique. Il est divisé en six chapitres principaux : DEL, afficheurs, photocoupleurs, émetteurs de lumière, photodiodes PIN et fibres optiques. Il comporte en outre la liste des notes et bulletins d'applications concernant certains de ces produits ou donnant des conseils d'utilisation plus généraux, que vous pouvez vous procurer soit directement chez nous, soit en vous adressant à votre distributeur de composants Hewlett-Packard.

Comment utiliser ce catalogue ?

Pour retrouver les produits vous intéressant, vous pouvez utiliser trois méthodes :

- *la table des matières pour les retrouver à l'aide de leur description générale,*
- *l'index numérique qui vous permet de les retrouver grâce à leur référence,*
- *un guide de sélection pour faire un choix en se basant sur quelques critères très généraux.*

HEWLETT-PACKARD se réserve le droit de modifier sans préavis les caractéristiques des produits figurant dans ce catalogue.



Catalogue optoélectronique 1983

Des recherches intensives sur les semi-conducteurs, le progrès des techniques de pointe en fabrication et une expansion continue ont permis à Hewlett-Packard de devenir un fabricant de DEL, d'afficheurs, de photocoupleurs, de photodétecteurs et de systèmes à fibres optiques de très haute qualité et de prix compétitifs.

En plus d'une ligne de produits extrêmement large, Hewlett-Packard vous offre les services suivants :

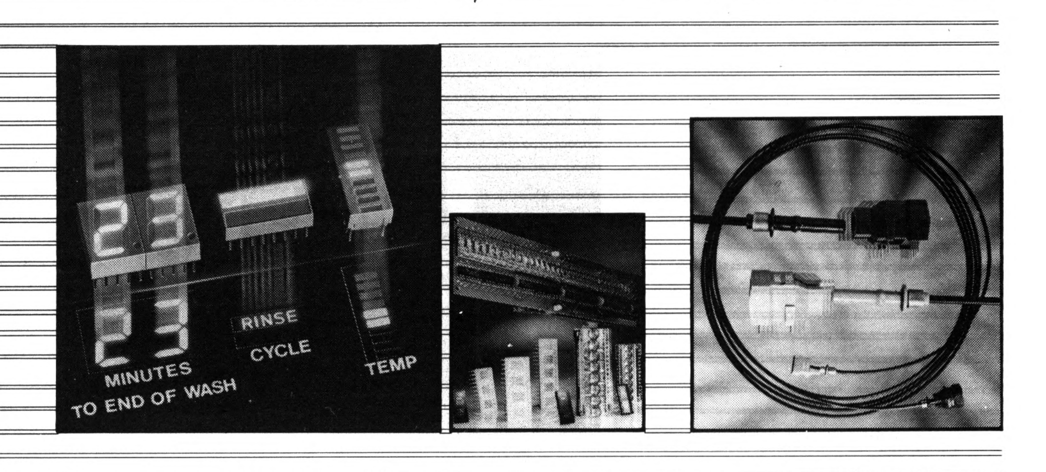
- *une disponibilité immédiate chez ses distributeurs agréés,*
- *une aide technique efficace,*
- *des essais très poussés d'assurance de qualité,*
- *une garantie d'un an sur tous ses produits optoélectroniques.*

Cet ensemble de prestations a permis à Hewlett-Packard d'être reconnu comme l'un des chefs de file mondiaux de l'industrie optoélectronique.

Pour servir encore mieux sa large clientèle, Hewlett-Packard publie parallèlement à ce catalogue, un certain nombre de documents :

- *Catalogue Général : Instruments et Systèmes Electroniques pour la mesure et le calcul,*
- *Catalogue Alimentations Continues,*
- *Catalogue Instrumentation Médicale,*
- *Catalogue Instrumentation Analytique,*
- *Catalogue Accessoires de Mesure sur coaxiaux et guide d'ondes,*
- *Catalogue Diodes et Transistors.*

Tous ces documents sont fournis gracieusement à nos clients sur simple demande.



Aperçu sur Hewlett-Packard

Hewlett-Packard est l'un des principaux fabricants d'appareils conçus pour la mesure dans les domaines de l'électronique, du médical, de l'analytique et pour le calcul avec des ordinateurs et des systèmes, des diodes et transistors, des produits optoélectroniques. Depuis sa fondation en 1939, à Palo Alto (Californie, USA), Hewlett-Packard s'efforce de ne mettre sur le marché que des produits offrant une nette avance technologique.

Pour conserver sa place de leader en instrumentation et dans la technologie des composants, Hewlett-Packard procède à des investissements très lourds dans la recherche de nouveaux produits. Les dépenses consacrées à la recherche et au développement atteignent, en moyenne, dix pour cent du chiffre d'affaires et 1 500 ingénieurs et chercheurs ont la responsabilité de mener à bien les divers projets de la société et leur développement.

Pour ses clients, Hewlett-Packard est toujours à portée de téléphone par ses bureaux commerciaux répartis dans le monde entier.

Des ingénieurs très spécialisés sont à la disposition de nos clients pour toute assistance technique et tous renseignements. Un réseau de communication très large relie chaque bureau aux usines et à la Direction Générale. Quel que soit le produit ou le besoin, un seul contact avec la société suffit pour renseigner un client.

QUAND RÉPUTATION ET QUALITÉ SONT EN JEU

Lorsque la qualité représente un facteur important de la compétitivité d'un matériel ou que votre réputation dépend de celle des produits et composants que vous utilisez, vous pourrez toujours vous appuyer sur la fiabilité des produits Hewlett-Packard.

En optoélectronique nous fabriquons les lignes de produits suivantes :

- *DEL au GAP ou au GaAsP,*
- *Afficheurs à matrices de points ou à segments,*
- *Photocoupleurs,*
- *Fibres optiques,*
- *Émetteurs et détecteurs de lumière, codeurs et décodeurs optiques.*

Les pages qui suivent vous donnent un aperçu général de ces lignes de produits.



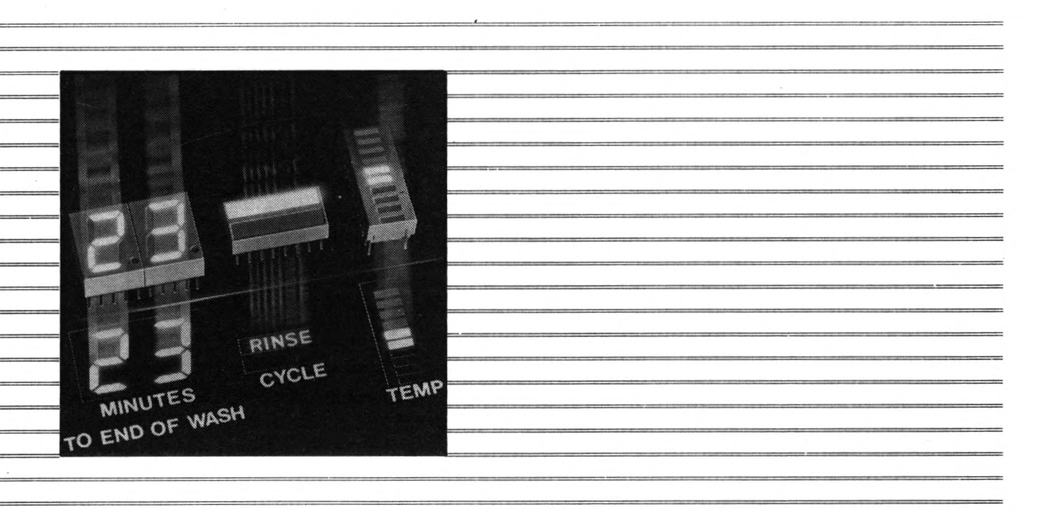
Barrettes lumineuses et échelles analogiques

Les barrettes lumineuses sont la solution originale fournie par Hewlett-Packard au problème des « voyants avec légende ». Leur surface lumineuse, homogène et de grande dimension, permet d'éclairer des légendes par transparence ou de s'en servir comme de simples voyants monocolores. Elles sont disponibles en trois couleurs, rouge haut rendement, jaune et vert hautes performances. Bicolores, elles existent en rouge et vert ou en rouge et jaune. Les boîtiers juxtaposables constitués par une, deux ou quatre zones lumineuses, ont un brochage universel permettant d'utiliser les diodes constitutives en série, en parallèle ou en série-parallèle. Leur montage sur panneau est facilité par des montures adaptées à chaque type de boîtier.

La ligne des barrettes lumineuses est complétée par des échelles analogiques de 10 et de 101 éléments à DEL. Ces échelles éliminent les problèmes d'alignement et d'homogénéité lumineuse couramment rencontrés dans l'alignement d'éléments discrets. Leur boîtier « single » ou « dual in lire » est facile à manipuler. L'échelle à dix éléments existe en rouge standard, en rouge haut rendement, en jaune, et en vert hautes performances ; son boîtier possède un système de verrouillage facilitant l'alignement. L'échelle 101 éléments, qui n'existe qu'en rouge standard, permet des mesures ayant une résolution de 1 %.

Les barrettes lumineuses peuvent être juxtaposées pour réaliser les fonctions d'un vu-mètre. Elles s'utilisent couramment en éclairage par transparence ou comme indicateurs de fonctions.

La compatibilité dimensionnelle des afficheurs 7 segments de 7,62 mm, des barrettes lumineuses et de l'échelle analogique à 10 éléments facilite l'implantation des panneaux avant lorsqu'il s'agit de visualiser des informations numériques et analogiques.



Afficheurs à semi-conducteurs

Hewlett-Packard a développé et amélioré la sélection de ses afficheurs, alphanumériques ou à sept segments, et continue à offrir sa gamme d'afficheurs numériques et alphanumériques dont la fiabilité est bien connue.

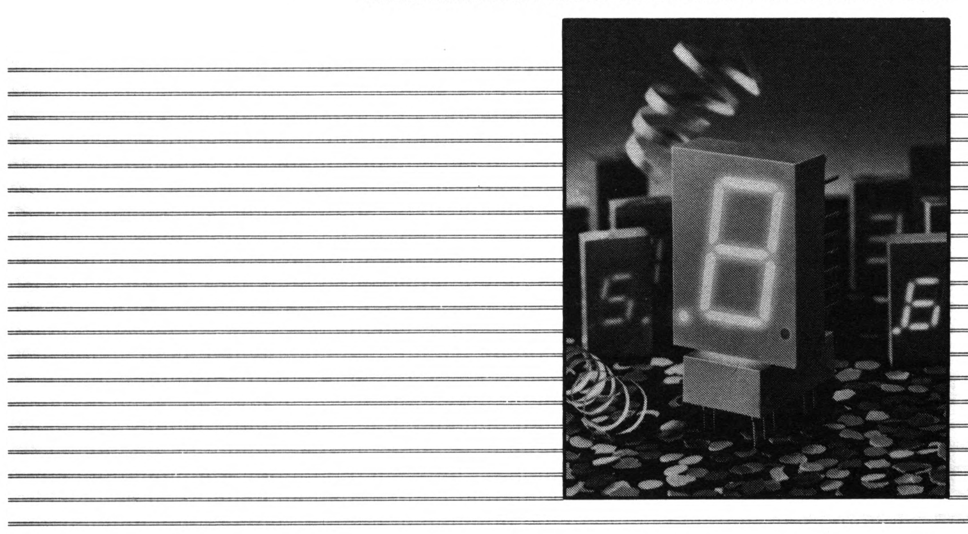
La gamme des afficheurs alphanumériques à matrice de points 5 × 7 s'est enrichie de deux afficheurs à caractères de plus grande taille : les afficheurs 5 mm et 6,9 mm. Ces afficheurs sont parfaitement adaptés aux dispositifs nécessitant une distance de lecture plus grande ou une meilleure visibilité.

Ces deux afficheurs ainsi que l'afficheur compact 3,8 mm sont maintenant disponibles en jaune et en rouge haut rendement avec des performances améliorées. Ils sont particulièrement bien adaptés à l'avionique, aux utilisations militaires, aux processus industriels et à l'instrumentation.

La ligne des afficheurs sept segments a elle aussi été améliorée et complétée. La luminosité minimale a été augmentée de 30 % en moyenne, ce qui permet d'utiliser ces afficheurs sous un éclairement ambiant plus fort ou de les faire travailler à moindre puissance. Les variations de couleur des afficheurs jaunes ont été réduites en plaçant la fourchette des longueurs d'onde dominantes entre des limites bien spécifiées ce qui garantit l'homogénéité de la couleur.

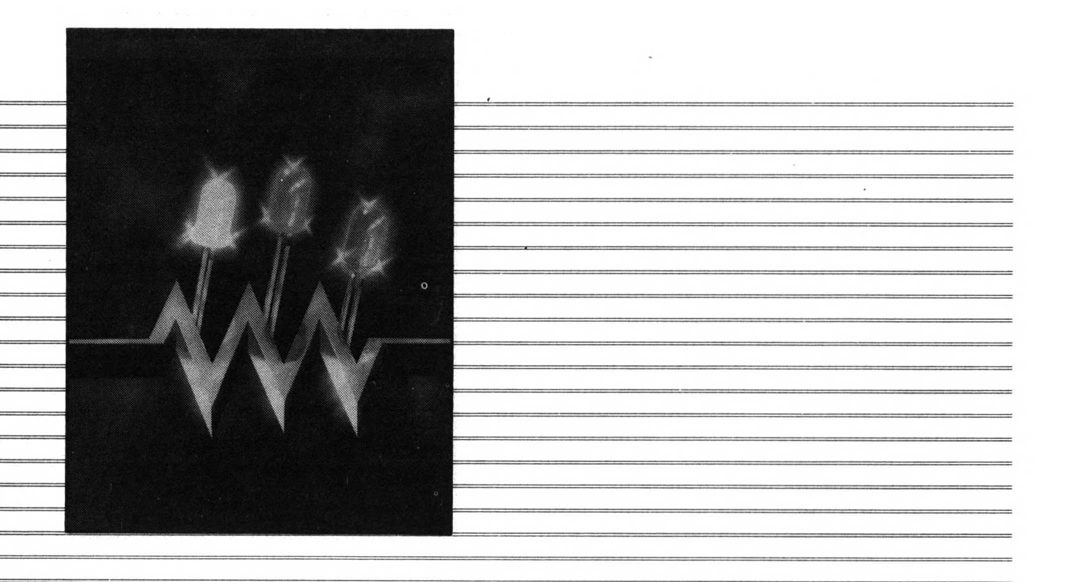
Nos afficheurs pour fort éclairage ambiant ont vu leur intensité lumineuse minimale relevée de 50 %. Nous leur avons adjoint une série d'afficheurs de 14 mm dont l'intensité lumineuse typique est de 7 mcd. L'ensemble des afficheurs de 7,62, 9, 14 et 20 mm rouges, rouges haut rendement, jaunes et verts permet de couvrir tout un ensemble de besoins que ce soit sur les instruments de mesure, les terminaux de points de vente ou l'automobile.

Les afficheurs numériques ou hexadécimaux (montés sur circuits imprimés) résolvent les problèmes de décodage et de commande qui peuvent se présenter à l'utilisateur. Ils sont disponibles soit en boîtier plastique pour les usages généraux, soit en boîtier verre-céramique pour les usages insdustriels, soit en boîtier hermétique pour les applications nécessitant une très grande fiabilité. Cette famille d'afficheurs est destinée à couvrir aisément tout un ensemble d'environnements différents.



Diodes électroluminescentes

La nouvelle ligne des DEL Hewlett-Packard est caractérisée par une luminosité et des performances nettement améliorées. Cette année a vu l'introduction de plusieurs nouveaux produits avec en particulier une série de DEL ultra-lumineuses, utilisant un matériau émissif à excellent rendement. Le vert hautes performances, le jaune ultra-brillant et le rouge haut rendement ont des intensités lumineuses nettement meilleures, certaines faisant plus que doubler.



Émetteurs et détecteurs

Hewlett-Packard s'est introduit sur le marché des lecteurs de codes-barres avec les lecteurs HEDS-3000 et HEDS-3050. Les lecteurs HP sont destinés à la lecture de codes-barres noir et blanc (ou de pratiquement toutes les couleurs) dont la largeur minimale peut atteindre 0,3 mm. Ils sont réalisés à partir d'un détecteur optique intégré de grande précision associé à un amplificateur, et à un convertisseur analogique-numérique. Ils sont compatibles TTL et CMOS.

Les utilisateurs estimant ne pas devoir investir dans la technologie du décodage, peuvent utiliser nos modules de décodage HEDS-0100 ou HEDS-0150 qui se raccordent sans intermédiaire aux lecteurs de codes-barres. Le code 39 standard dans l'industrie, un choix de configurations de sorties standard font de cet ensemble de saisie de données, un outil idéal dans toutes les applications pour lesquelles une technologie particulière de décodage des codes-barres n'est pas justifiée.

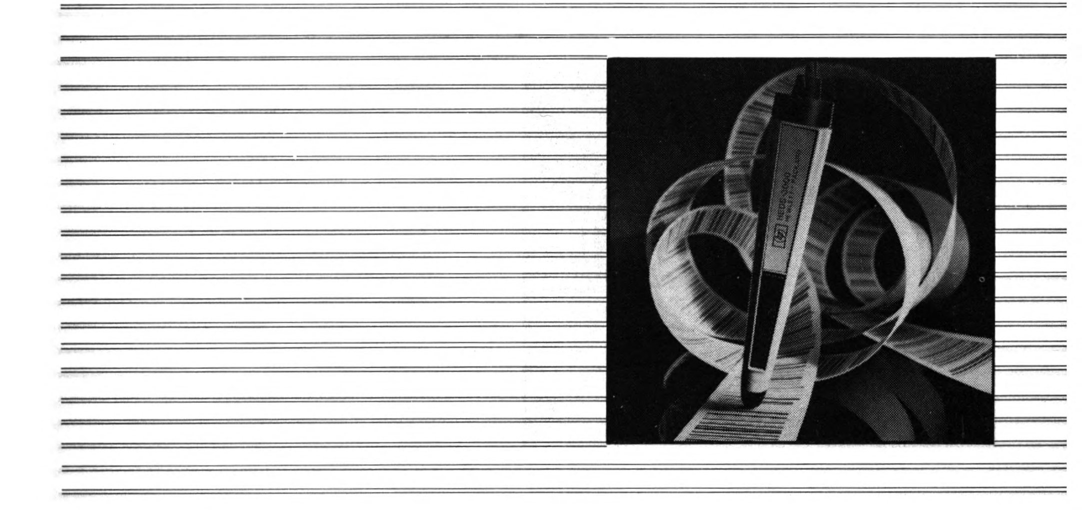
Le HEDS-1000 est un senseur optique de petites dimensions, de haute résolution constitué par une source de lumière, un détecteur et une optique focalisée contenus dans un petit boîtier. Ce dispositif unique peut détecter un objet de l'épaisseur d'un cheveu ou l'arête d'un objet tel que celle d'une feuille de papier, des lignes imprimées ou des marques. Il convient parfaitement à l'analyse de réseaux, comme interrupteur de fin de course, dans les tachymètres, les détecteurs de défauts, la lecture de codes-barres.

Un codeur incrémentiel de faible diamètre (28 mm), à deux canaux, le HEDS-5000 a été récemment mis sur le marché par Hewlett-Packard. Ce codeur optique en kit, de très haute résolution (500 cycles par tour) est doté d'une sortie compatible LSTTL et il est très rapide à monter.

Hewlett-Packard fabrique d'autre part un grand choix d'émetteurs et de détecteurs discrets.

Les émetteurs à fort pouvoir émissif dans l'infra-rouge proche fournissent soit un faisceau ponctuel soit un faisceau légèrement divergent de grande intensité lumineuse.

Enfin les photodiodes PIN Hewlett-Packard sont d'excellents détecteurs de lumière ayant un temps de réponse exceptionnel, une sensibilité spectrale très étendue, une excellente linéarité et un courant d'obscurité très faible. Ces diodes peuvent être sélectionnées à différents niveaux de fiabilité selon certaines procédures que peut vous fournir Hewlett-Packard.



Fibres optiques

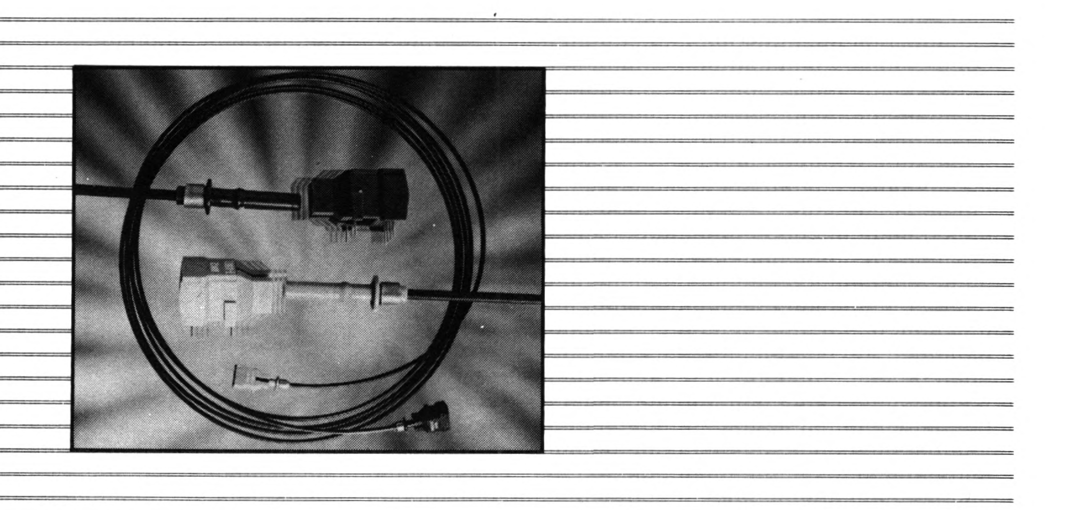
Hewlett-Packard fabrique tout un ensemble de composants pour fibre optique allant du multiplexeur V24 (RS-252-C) au système de liaison par fibre optique complet, en passant par les connecteurs pour équiper les câbles optiques.

Le système de liaison à connecteurs encliquetables HFBR-0500 est un ensemble de moindre coût pour faibles distances utilisant un câble optique en plastique de 1 mm de diamètre. Son émetteur et son récepteur sont contenus chacun dans un boîtier en plastique à brochage « Dual-in-line » très facile à monter, sur lequel s'encliquette directement le connecteur du câble. Le système de liaison miniature HFBR-0200 comme le système de liaison hautes performances à modules métalliques (HFBR-1000/2000) sont destinés aux fibres optiques en silice de 100 à 140 μm de diamètre sur lesquelles se montent les connecteurs de précision HFBR-4000. Le récepteur et l'émetteur du HFBR-0200, avec leur lentille sont chacun contenu dans un boîtier miniature. Le système de liaison HFBR-1000/2000 garantit les performances à 10 MBd d'une liaison de 1 000 m. Des kits d'évaluation constitués d'un émetteur, d'un récepteur et d'un câble équipé de connecteurs sont disponibles pour chacun de ces trois systèmes.

Le multiplexeur 39301 A 16 voies, RS 232-C ou V24 fibres optiques est un nouveau produit 1982. Il permet l'extension à 1 km de 16 voies RS 232-C ou V24 en duplex intégral.

Les fibres optiques nécessaires à la réalisation de ces réseaux sont disponibles avec ou sans connecteur en longueurs quelconques. Les manuels de montage, les pièces et accessoires nécessaires peuvent être fournis aux utilisateurs désirant monter ou réparer leurs câbles sur le site.

L'élaboration d'un système de liaison par fibre optique concurrentiel suppose la connaissance de techniques complexes et nombreuses (fibres optiques, connecteurs de précision, émetteur à DEL ou à Laser, photodétecteurs, circuits électroniques, enrobage, optique) qui toutes parfaitement maîtrisées par nos laboratoires nous ont permis de réaliser nos matériels avec une approche informatisée. Les DEL, les photodétecteurs, les circuits intégrés très sophistiqués que nous utilisons sont les éléments clefs de nos systèmes de liaison par fibres optiques.

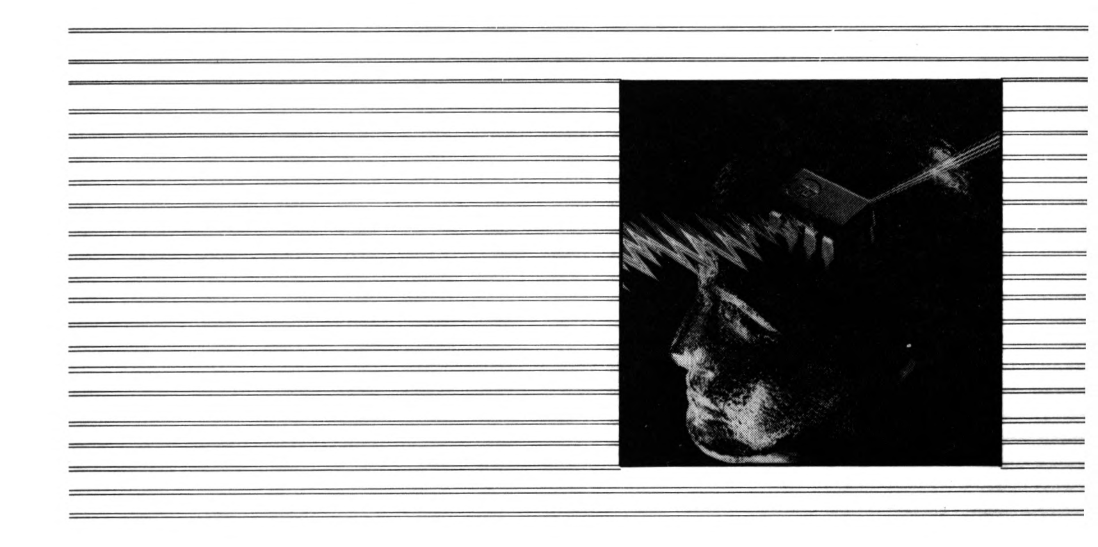


Photocoupleurs

La famille des photocoupleurs HP permet de résoudre économiquement et avec de très grandes performances tous les problèmes de bouclage par la masse et de bruits induits en mode commun dans les dispositifs analogiques ou numériques installés sur des équipements commerciaux, industriels ou militaires. L'approche originale de Hewlett-Packard vers l'intégration des circuits de sortie des détecteurs leur donne des performances que l'on n'obtient pas dans les photocoupleurs conventionnels à sortie par phototransistor. Ces photocoupleurs ont un isolement entrée/sortie supérieur à 3000 V, certains d'entre eux atteignent des vitesses de 10 Mb/s et d'autres possèdent un rapport de transfert de 400 % avec des courants d'entrée aussi faibles que 0,5 mA. D'autres à très grande linéarité sont très intéressants en analogique. Un récepteur de ligne à couplage optique peut être relié directement à une ligne bifilaire sans aucun circuit de correction ou d'adaptation complémentaire. La plupart de ces produits existent en version double ou en boîtiers DIP hermétiques. Pour les secteurs de l'Armée, Hewlett-Packard dont la compétence est reconnue, peut fournir des produits de très haute qualité au plus juste prix.

Le plus récent photocoupleur Hewlett-Packard, le HCPL-3700 a pour originalité d'avoir une entrée à détection de seuil CA ou CC isolée avec sortie compatible logique. Ce photocoupleur puissance/logique est capable de détecter des seuils préalablement définis en sélectionnant une valeur de résistance extérieure.

Nous avons ajouté au présent catalogue le photocoupleur SL-5505 très rapide et compatible TTL agréé par le CNET (Liste NRZ).

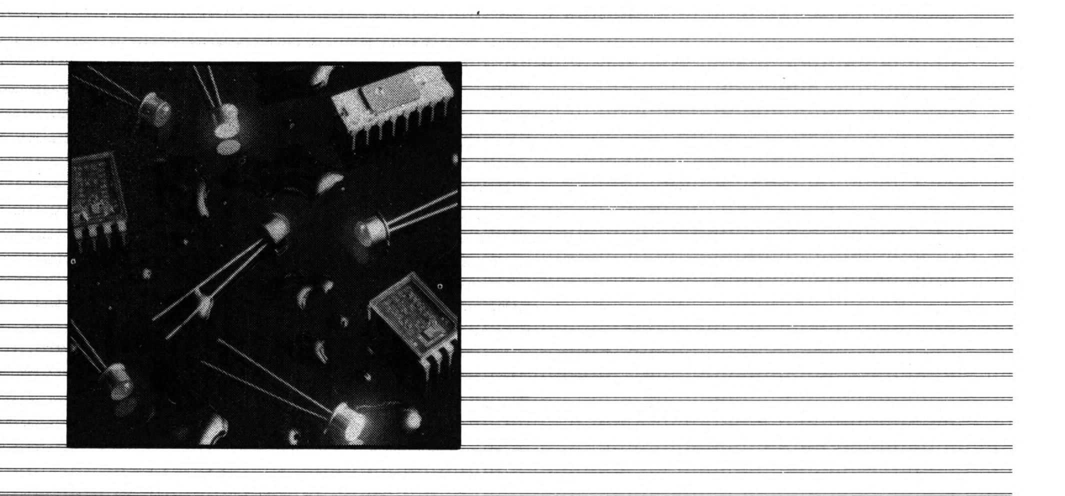


Fiabilité

Hewlett-Packard fournit, depuis 1968, des produits aux tests de sélection en fiabilité très poussés à différents organismes (industrie, armée, aérospatiales) travaillant sur des équipements (applications) ultra-sophistiqués.

Pour atteindre la fiabilité requise, les produits doivent supporter des contraintes extrêmement sévères sans dégât. Nous avons atteint cet objectif en réalisant une série de produits hermétiques incluant des DEL, des afficheurs et des photocoupleurs qui ont fait leurs preuves sur le marché international dans de nombreuses applications concernant l'espace et certains programmes de défense. Ces produits sont soumis à des tests de fiabilité et de qualification en fonction de spécifications telles que celles des normes MIL-S-19500 et MIL-M-38510. Elles sont fournies en qualification JAN ou JANTX ou en standard haute fiabilité HP qui correspond à nos programmes internes TXV ou TXVB. Des programmes de haute fiabilité propres à un client peuvent aussi s'appliquer aux produits pour lesquels il en fait la demande. Certains de ces programmes, extrêmement complexes et contraignants, peuvent inclure la classe S pour les microcircuits. Les produits HP en boîtiers époxy sont prévus pour avoir une longue durée de vie lorsque des équipements sans spécifications particulières admettent leur emploi. Comme pour les produits hermétiques, les possibilités des produits à enrobage époxy peuvent être améliorées en les triant à 100 % et par des tests de conditionnement. Les possibilités d'un lot peuvent être confirmées par des tests de recette.

Tous les contrôles de qualité sont réalisés par des techniciens HP expérimentés utilisant tous les moyens requis agréés par la DESC pour les produits JAN ou par l'utilisateur pour ses programmes particuliers. L'environnement des équipements et les méthodes de contrôle du laboratoire d'essai répondent aux spécifications MIL-STD-750 ou MIL-STD-883.



Applications

Le département « Applications des produits visibles et des produits d'interface » a édité environ trente notes et bulletins d'applications qui fournissent des détails aussi bien électriques, optiques que mécaniques sur nos produits.

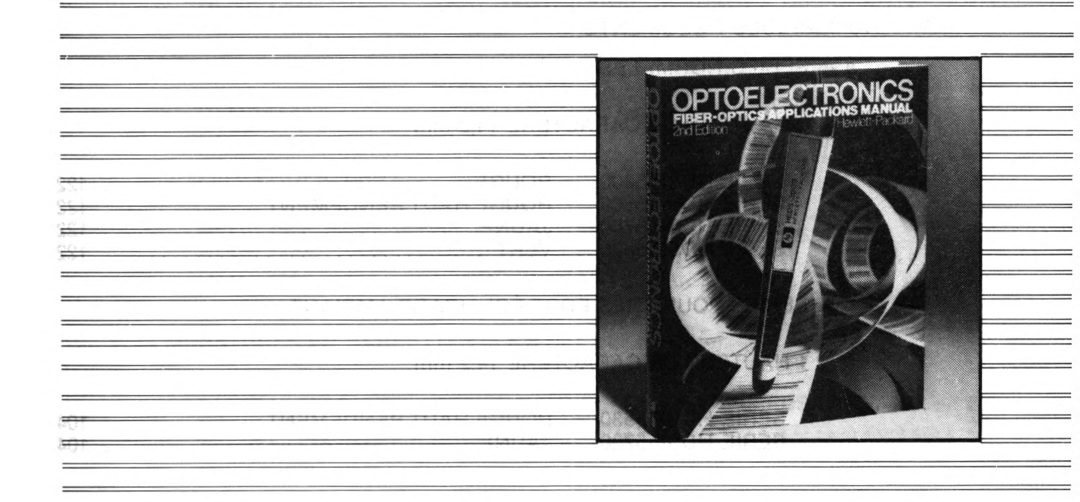
Certains de ces documents (traduits en français) sont insérés en fin de catalogue, les autres sont résumés dans l'annexe « Notes d'applications ».

Vous pouvez obtenir ces notes et bulletins en vous adressant directement à Hewlett-Packard France ou en contactant un de nos distributeurs agréés.

Pour les personnes désirant approfondir leurs connaissances, il est possible de se procurer par les mêmes voies le manuel (en anglais) traitant de l'optoélectronique intitulé "Optoelectronic Application Manual (HPBK-2000)" chez Mc Graw Hill ou auprès de votre distributeur HP.

Laboratoire d'applications.

Nos ingénieurs d'applications sont à votre disposition pour vous conseiller ou étudier toute application particulière de nos produits. Pour ceci nous mettons à votre disposition le laboratoire optoélectronique du centre européen Hewlett-Packard de BOEBLINGEN (RFA) qui vous donnera tout le support personnalisé nécessaire. Consultez directement nos ingénieurs de vente qui vous donneront la marche à suivre.



D'un catalogue... à l'autre

Le point sur les nouveautés

III DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES

NOTE : Un certain nombre de DEL ayant des références en 5082-xxxx sont passées en références HLMP-xxxx, se reporter à l'index numérique pour obtenir les concordances

IV PHOTOCOUPLEURS

V LECTEURS DE CODES-BARRES

VI CODEUR OPTIQUE INCRÉMENTIEL

VII FIBRES OPTIQUES

VIII MULTIPLEXEUR V24 (RS 232-C) FIBRES OPTIQUES

Index Alphanumérique

Les nouveaux produits sont en caractère gras.

Barrettes lumineuses et échelles analogiques

Guide de sélection

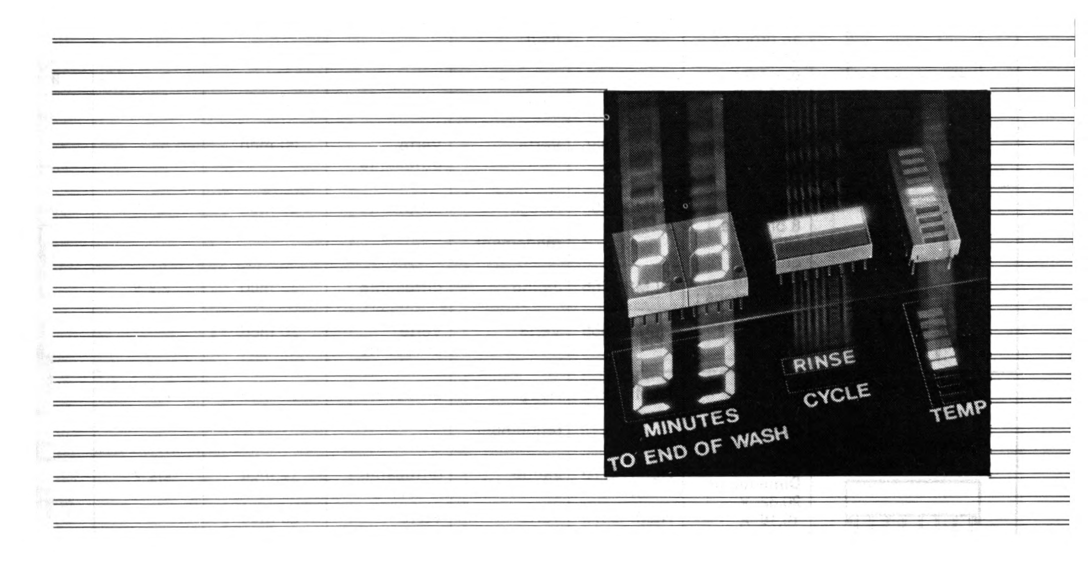
Barrettes lumineuses,

Barettes lumineuses bicolores,

Montures pour barrettes lumineuses

Echelles analogiques 10 éléments

Echelle analogique 101 éléments



Barrettes lumineuses, rouges haut rendement, jaunes, vertes

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique à 20 mA	Tension directe typique à 20 mA	Page
	Boîtier		Couleur	Lentille			
	4 broches en ligne, entraxes 2,54 mm Dimensions : 10,16 × 4,95 × 6,09 mm	HLMP-2300	Rouge haut rendement	diffusante	10 mcd	1,9 V	4
		HLMP-2400	Jaune	diffusante	6 mcd	2 V	
		HLMP-2500	Verte	Verte diffusante	10 mcd	2,1 V	
	8 broches en ligne, entraxes 2,54 mm Dimensions : 20,52 × 4,95 × 6,09 mm	HLMP-2350	Rouge haut rendement	diffusante	20 mcd	1,9 V	
		HLMP-2450	Jaune	diffusante	12 mcd	2 V	
		HLMP-2550	Verte	Verte diffusante	20 mcd	2,1 V	
	Double 8 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 10,16 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2600	Rouge haut rendement	diffusante	10 mcd		9
		HLMP-2700	Jaune	diffusante	6 mcd	2,2 V	
		HLMP-2800	Verte	Verte diffusante	10 mcd		
	Quadruple 16 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 20,32 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2620	Rouge haut rendement	diffusante	10 mcd	2,1 V	
		HLMP-2720	Jaune	diffusante	6 mcd	2,2 V	
		HLMP-2820	Verte	Verte diffusante	10 mcd		
	Double 16 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 20,52 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2635	Rouge haut rendement	diffusante	20 mcd	2,1 V	
		HLMP-2735	Jaune	diffusante	12 mcd	2,2 V	
		HLMP-2835	Verte	Verte diffusante	20 mcd		
	Carré 8 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 10,16 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2655	Rouge haut rendement	diffusante	20 mcd	2,1 V	
		HLMP-2755	Jaune	diffusante	12 mcd	2,2 V	
		HLMP-2855	Verte	Verte diffusante	20 mcd		
	Double 16 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 20,32 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2670	Rouge haut rendement	diffusante	20 mcd	2,1 V	
		HLMP-2770	Jaune	diffusante	12 mcd	2,2 V	
		HLMP-2870	Verte	Verte diffusante	20 mcd		

Barrettes lumineuses, rouges haut rendement, jaunes, vertes (suite)

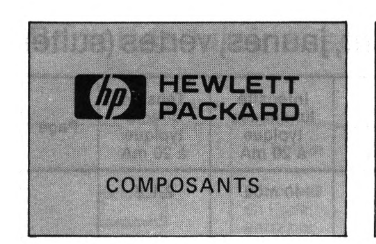
Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique à 20 mA	Tension directe typique à 20 mA	Page
	Boîtier		Couleur	Lentille			
	Simple rectangulaire large 16 broches DIP, entraxes 2,5 mm Dimensions : 20,32 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2685	Rouge haut rendement	diffusante	40 mcd	2,1 V	9
		HLMP-2785	Jaune	diffusante	24 mcd	2,2 V	
		HLMP-2885	Verte	Verte diffusante	10 mcd		

Barrettes lumineuses bicolores

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique à 20 mAcc	Tension directe typique à 20 mA	Page
	Boîtier		Couleur	Lentille			
	Carré 8 broches DIP, entraxes 2,54 mm Dimensions : 10,16 × 10,16 × 6,09 mm	HLMP-2950	Rouge haut rendement-jaune	diffusante	RHR = 20 mcd Jaune = 12 mcd	2,1 V à 20 mA	15
		HLMP-2965	Rouge haut rendement-verte	diffusante	RHR = 20 mcd Vert = 20 mcd	2,2 V à 20 mA	

Echelles analogiques

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique à 20 mA	Tension directe typique à 20 mA	Page
	Boîtier		Couleur	Lentille			
	20 broches DIP entraxes 2,54 mm Dimensions 25,4 × 10,16 × 5,08 mm	HDSP-4820	Rouge standard	diffusante	880 μcd à 20 mAcc	1,6 V à 20 mAcc	23
		HDSP-4830	Rouge haut rendement	diffusante	1700 μcd à 10 mAcc	2,1 V à 20 mAcc	
		HDSP-4840	Jaune	diffusante	1200 μcd à 10 mAcc	2,2 V à 20 mAcc	
	22 broches SIP entraxes 2,54 mm Dimensions : 105,8 × 10 × 6,3 mm	HDSP-8820	Rouge standard	Rouge non diffusante	20 μcd à 100 mA crète, facteur cyclique 1/110	1,7 V à 100 mA crète, facteur cyclique 1/110	29



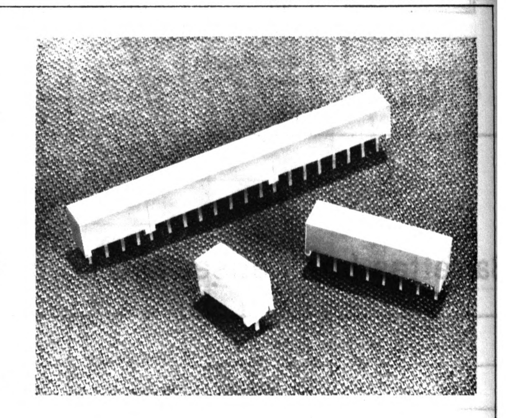
BARRETTES LUMINEUSES A DEL 9 mm ET 19 mm

ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIE HLMP-2300
JAUNE • SERIE HLMP-2400
VERT • SERIE HLMP-2500

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- LUMINOSITE UNIFORME DE LA SURFACE
  Diagramme de radiation pratiquement lambertien
- CHOIX DE TROIS COULEURS
- CLASSEMENT PAR CATEGORIES LUMINEUSES
- REPERAGE DES BARRETTES JAUNES ET VERTES PAR LONGUEUR D'ONDE
- CONSTRASTE ETEINT/ALLUME EXCELLENT
- FACILITE DE MONTAGE SUR CIRCUITS IMPRIMES
- BOITIERS DE CONCEPTION ROBUSTE
- JUXTAPOSITION POSSIBLE DE BARRETTES
- MONTAGE POSSIBLE A RAS DU PANNEAU
- UTILISABLES AVEC MONTURES HLMP-2598, - 2599, -2898, -2899
- ADJONCTION POSSIBLE D'ETIQUETTES TRANSPARENTES (VOIR NA 1012)
- POSSIBILITE DE FONCTIONNEMENT EN MULTIPLEX
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES



Applications

- ECLAIRAGE DE LEGENDES PAR TRANSPARENCE
- INDICATEURS
- ECHELLES ANALOGIQUES
- COMMUTATEURS LUMINEUX

Description

Les barrettes modulaires des séries HLMP-2300, -2400 et -2500 sont des sources lumineuses rectangulaires de 9 ou 19 mm de longueur. Elles ont leur place dans de nombreuses applications, en particulier, quand il est nécessaire d'avoir une source très lumineuse de grande surface. Les séries -2300 et -2400 sont constituées d'une DEL à puce GaAsP sur substrat GaP, la série -2500 d'une puce GaP sur substrat GaP.

GUIDE DE SELECTION

Références HLMP-			Dimensions	Boîtier		Monture correspondante HLMP-
Rouge haut rendement	Jaune	Verte				
2300	2400	2500	8,89 mm x 3,81 mm	A	▭	2599
2350	2450	2550	19,05 mm x 3,81 mm	B	▭	2598

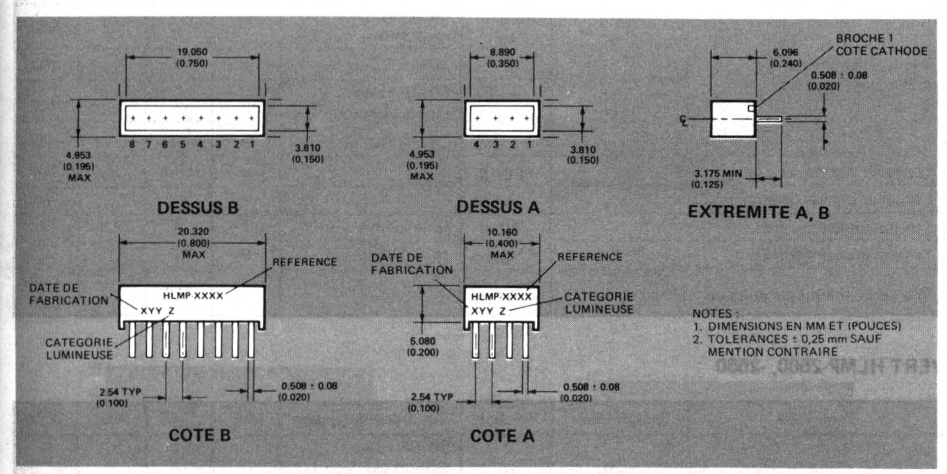
Valeurs limites absolues

Paramètre	Séries HLMP-	
	2300, 2500	2400
Dissipation moyenne par DEL (1)	135 mW	85 mW
Courant crête par DEL, $T_A = 50°C$ (largeur max. d'impulsion = 2 ms) (1, 2)	90 mA	60 mA
Courant direct moyenné en temps par DEL en impulsions (2)	25 mA $T_A = 25°C$	20 mA $T_A = 50°C$
Courant direct CC par DEL, $T_A = 50°C$ (3)	30 mA	25 mA
Tension inverse par DEL	6 V	
Température de fonctionnement	− 40°C à + 85°C	
Température de stockage		
Température de soudage à 1,6 mm du plan de base	260°C pendant 3 s	

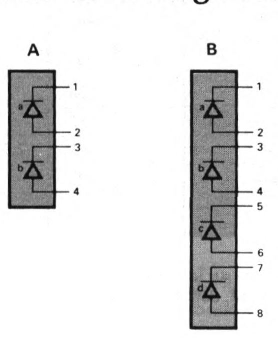
Notes :

1. Séries HLMP-2300, -2500 : au-dessus de $T_A = 25°C$, la dissipation diminue linéairement de 1,8 mW/°C par DEL (voir figure 2)
   Série HLMP-2400 : au-dessus de $T_A = 50°C$, la dissipation diminue linéairement de 1,8 mW/°C par DEL (voir figure 2)
2. Se reporter à la figure 1 pour déterminer les conditions de fonctionnement en impulsions
3. Séries HLMP-2300, -2500 : au-dessus de $T_A = 50°C$, réduire linéairement le courant de 0,5 mA/°C par DEL
   Série HLMP-2400 : au-dessus de $T_A = 60°C$, réduire linéairement le courant de 0,5 mA/°C par DEL (voir figure 3).

Dimensions



Schémas de câblage interne



BROCHAGE

	FONCTIONS	
BROCHE	A -2300/-2400 -2500	B -2350/-2450 -2550
1	Cathode — a	Cathode — a
2	Anode — a	Anode — a
3	Cathode — b	Cathode — b
4	Anode — b	Anode — b
5		Cathode — c
6		Anode — c
7		Cathode — d
8		Anode — d

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

ROUGE HAUT RENDEMENT HLMP-2300, -2350

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse (4) toutes DEL éclairées	2300	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		15		mcd
			20 mA CC	4,5	10		mcd
	2350	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		30		mcd
			20 mA CC	9	20		mcd
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}			635		nm
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d			626		nm
Tension directe par DEL		V_F	$I_F = 20$ mA		1,9	2,6	V
Tension inverse par DEL		V_{BR}	$I_R = 100\ \mu A$	6	15		V
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$			150		°C/W/ DEL

JAUNE HLMP-2400, -2450

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse (4) toutes DEL éclairées	2400	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		10		mcd
			20 mA CC	4	6		mcd
	2450	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		20		mcd
			20 mA CC	8	12		mcd
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}			583		nm
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d			585		nm
Tension directe par DEL		V_F	$I_F = 20$ mA		2	2,6	V
Tension inverse par DEL		V_{BR}	$I_R = 100\ \mu A$	6	15		V
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$			150		°C/W/ DEL

VERT HLMP-2500, -2550

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse (4) toutes DEL éclairées	2500	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		15		mcd
			20 mA CC	3,7	10		mcd
	2550	I_V	60 mA crête rapport cyclique 1/3		30		mcd
			20 mA CC	7,5	20		mcd
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}			565		nm
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d			572		nm
Tension directe par DEL		V_F	$I_F = 20$ mA		2,1	2,6	V
Tension inverse par DEL		V_{BR}	$I_R = 100\ \mu A$	6	15		V
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$			150		°C/W/ DEL

Notes :

4. La catégorie lumineuse est indiquée sur chaque boîtier par une lettre imprimée sur la face droite
5. La longueur d'onde dominante, λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE, définit seule la couleur

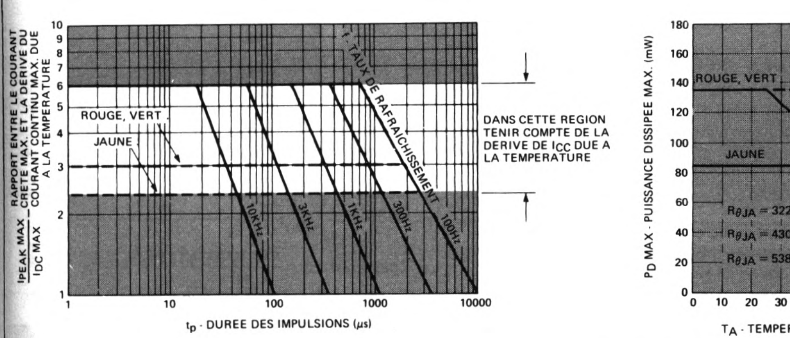


FIGURE 1 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

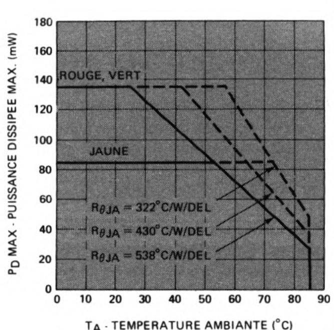


FIGURE 2 — Dissipation max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

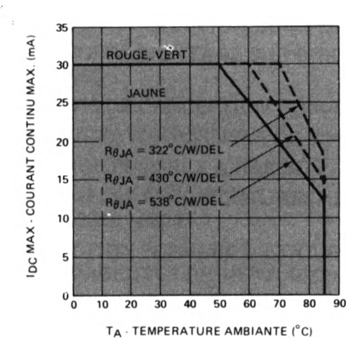


FIGURE 3 — Courant continu max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

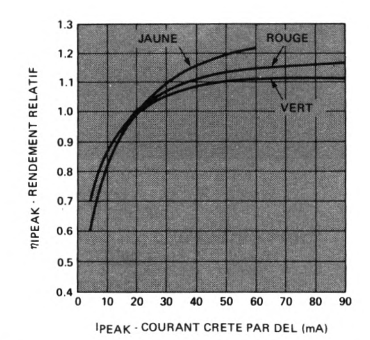


FIGURE 4 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant par DEL

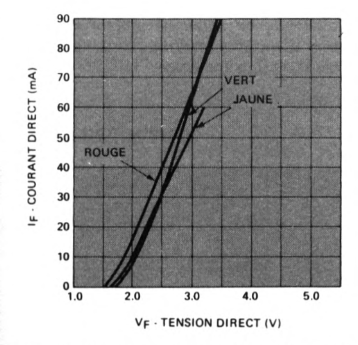


FIGURE 5 — Courant direct crête par DEL en fonction de la tension directe crête

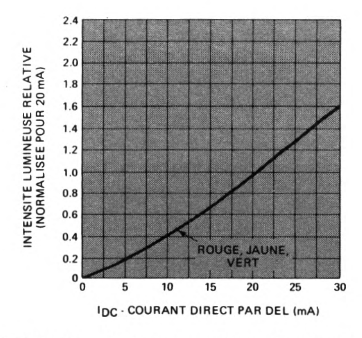


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

Conditions de fonctionnement

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les barrettes lumineuses séries HLMP-2300, -2400, -2500 sont constituées de deux ou quatre DEL. La surface émissive est uniformément éclairée par diffusion optique. La fonction P-N des DEL est diffusée dans la couche épitaxiée sur substrat GaP transparent.

Les sorties anode et cathode de chaque DEL sont indépendantes. Cette disposition des broches permet de câbler les DEL en série, en parallèle ou en série/parallèle. Ces barrettes à DEL peuvent fonctionner en multiplexage à fort courant crête. Les tensions directes, extrapolées de la figure 5 sont utilisées pour calculer la valeur des résistances et la puissance dissipée typique. Les valeurs suivantes de V_F permettent de calculer les valeurs maximales vraisemblables de V_F que doivent fournir les étages de commande, et la puissance dissipée maximale :

$V_F = 1{,}8\ V + I_{crête}\ (40\ \Omega)$
pour $I_{crête} \geqslant 20$ mA

$V_F = 1{,}6\ V + I_{CC}\ (50\ \Omega)$
pour $5\ mA \leqslant I_{CC} \leqslant 20$ mA

CARACTERISTIQUES OPTIQUES

Le diagramme de radiation de ces barrettes correspond pratiquement à une distribution Lambert. La stérance lumineuse est calculée à l'aide de l'une des deux formules suivantes :

$$L_V\ (cd/m^2) = \frac{I_V\ (cd)}{A\ (m^2)}$$

$$L_V\ (footlamberts) = \frac{\pi I_V\ (cd)}{A\ (ft^2)}$$

DIMENSIONS DE LA SURFACE EMISSIVE	SURFACE	
	m^2	pieds^2
8,89 mm x 3,81 mm	$33{,}87 \times 10^{-6}$	$364{,}58 \times 10^{-6}$
19,05 mm x 3,81 mm	$72{,}58 \times 10^{-6}$	$781{,}25 \times 10^{-6}$



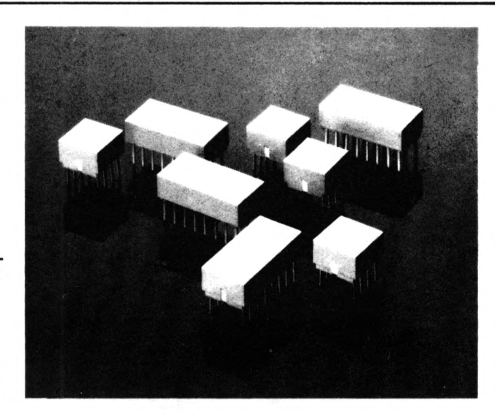
BARRETTES LUMINEUSES MODULAIRES A DEL SIMPLES, DOUBLES, QUADRUPLES

ROUGE HAUT RENDEMENT • HLMP-2600
JAUNE • HLMP-2700
VERT • HLMP-2800

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **LUMINOSITE UNIFORME DE LA SURFACE**
  Diagramme de radiation pratiquement lambertien
- **CHOIX DE TROIS COULEURS**
- **CLASSEMENT PAR CATEGORIES LUMINEUSES**
- **REPERAGE DES BARRETTES JAUNES ET VERTES PAR LONGUEUR D'ONDE**
- **CONSTRASTE ETEINT/ALLUME EXCELLENT**
- **FACILITE DE MONTAGE SUR CIRCUITS IMPRIMES**
- **BOITIERS DE CONCEPTION ROBUSTE**
- **JUXTAPOSITION POSSIBLE DE BARRETTES**
- **MONTAGE POSSIBLE A RAS DU PANNEAU**
- **UTILISABLES AVEC MONTURES HLMP-2598, -2599, -2898, -2899**
- **ADJONCTION POSSIBLE D'ETIQUETTES TRANSPARENTES (VOIR NA 1012)**
- **POSSIBILITE DE FONCTIONNEMENT EN MULTIPLEX**
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES**



Applications

- **ECLAIRAGE DE LEGENDES PAR TRANSPARENCE**
- **INDICATEURS**
- **ECHELLES ANALOGIQUES**
- **COMMUTATEURS LUMINEUX**

Description

Les barrettes lumineuses modulaires des séries HLMP-2600, -2700 et -2800 sont des sources lumineuses rectangulaires destinées à de nombreuses applications nécessitant une source de grande surface très lumineuse. Ces modules sont constitués d'une, deux ou quatre surfaces lumineuses disposées de différentes manières. Les séries -2600 et -2700 utilisent des puces au GaAsP sur substrat transparent au GaP, la série -2800 une puce au GaP sur substrat GaP transparent.

GUIDE DE SELECTION

Références HLMP-			Dimensions	Nombre d'éléments éclairants	Boîtiers		Monture correspondante HLMP-
Rouge haut rendement	Jaune	Verte					
2655	2755	2855	8,89 mm x 8,89 mm	1	A		2898
2600	2700	2800	8,89 mm x 3,81 mm	2	B		
2685	2785	2885	8,89 mm x 19,05 mm	1	C		2899
2670	2770	2870	8,89 mm x 8,89 mm	2	D		
2620	2720	2820	8,89 mm x 3,81 mm	4	E		
2635	2735	2835	8,89 mm x 19,05 mm	2	F		

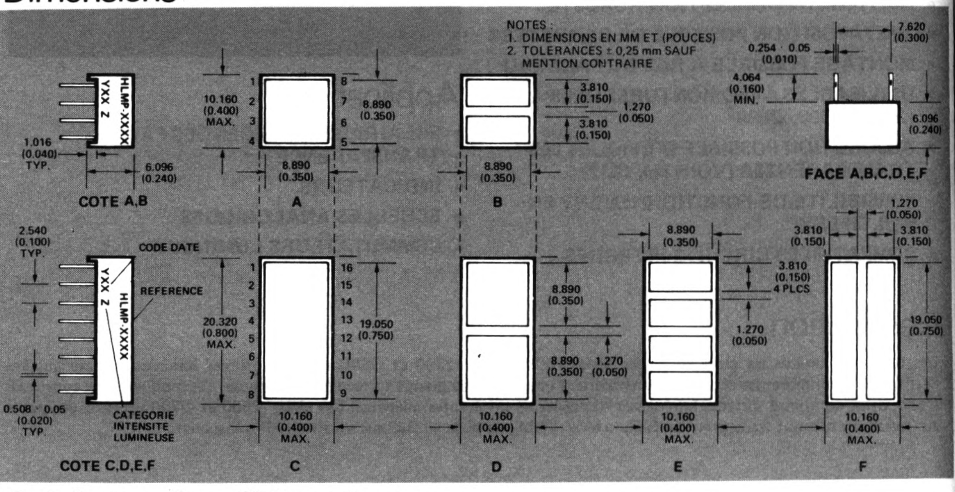
Valeurs limites absolues

Paramètre	Séries HLMP-	
	2600, 2800	2700
Dissipation moyenne par DEL (1)	135 mW	85 mW
Courant crête par DEL, $T_A = 50°C$ (largeur max. d'impulsion = 2 ms) (1, 2)	90 mA	60 mA
Courant direct moyenné en temps par DEL en impulsions (2)	25 mA $T_A = 25°C$	20 mA $T_A = 50°C$
Courant direct CC par DEL, $T_A = 50°C$ (3)	30 mA	25 mA
Tension inverse par DEL	6 V	
Température de fonctionnement Température de stockage	– 40°C à + 85°C	
Température de soudage à 1,6 mm du plan de base	260°C pendant 3 s	

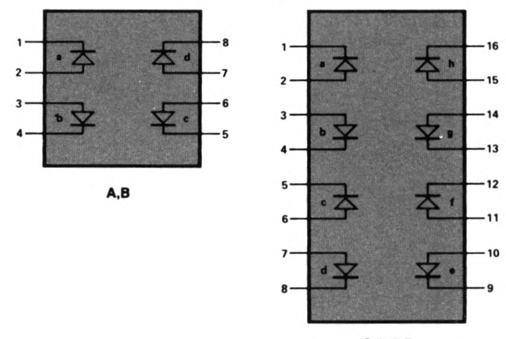
Notes :

1. Séries HLMP-2600, -2800 : au-dessus de $T_A = 25°C$, la dissipation diminue linéairement de 1,8 mW/°C par DEL (voir figure 2)
   Série HLMP-2700 : au-dessus de $T_A = 50°C$, la dissipation diminue linéairement de 1,8 mW/°C par DEL (voir figure 2)
2. Se reporter à la figure 1 pour déterminer les conditions de fonctionnement en impulsions
3. Séries HLMP-2600, -2800 : au-dessus de $T_A = 50°C$, réduire linéairement le courant de 0,5 mA/°C par DEL
   Série HLMP-2700 : au-dessus de $T_A = 60°C$, réduire linéairement le courant de 0,5 mA/°C par DEL.

Dimensions



Schémas de câblage interne



BROCHAGE

Broche	FONCTION	
	A, B	C, D, E, F
1	CATHODE a	CATHODE a
2	ANODE a	ANODE a
3	ANODE b	ANODE b
4	CATHODE b	CATHODE b
5	CATHODE c	CATHODE c
6	ANODE c	ANODE c
7	ANODE d	ANODE d
8	CATHODE d	CATHODE d
9		CATHODE e
10		ANODE e
11		ANODE f
12		CATHODE f
13		CATHODE g
14		ANODE g
15		ANODE h
16		CATHODE h

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25° C$

ROUGE HAUT RENDEMENT - SERIE HLMP-2600

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
Intensité lumineuse (4) par élément	2600	I_V		15		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			4,5	10		mcd	20 mA CC
	2620	I_V		15		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			4,5	10		mcd	20 mA CC
	2635	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			9	20		mcd	20 mA CC
	2655	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			9	20		mcd	20 mA CC
	2670	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			9	20		mcd	20 mA CC
	2685	I_V		60		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			18	40		mcd	20 mA CC
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}		635		nm	
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d		626		nm	
Tension directe par DEL		V_F		2,1	2,6	V	$I_F = 20$ mA
Tension inverse par DEL		V_{BR}	6	15		V	$I_R = 100\ \mu A$
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J-PIN}$		150		°C/W/ DEL	

JAUNE - SERIE HLMP-2700

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
Intensité lumineuse (4) par élément	2700	I_V		10		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			4	6		mcd	20 mA CC
	2720	I_V		10		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			4	6		mcd	20 mA CC
	2735	I_V		20		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			8	12		mcd	20 mA CC
	2755	I_V		20		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			8	12		mcd	20 mA CC
	2770	I_V		20		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			8	12		mcd	20 mA CC
	2785	I_V		40		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			16	24		mcd	20 mA CC
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}		583		nm	
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d		585		nm	
Tension directe par DEL		V_F		2,2	2,6	V	$I_F = 20$ mA
Tension inverse par DEL		V_{BR}	6	15		V	$I_R = 100\ \mu A$
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J-PIN}$		150		°C/W/ DEL	

VERT - SERIE HLMP-2800

Paramètre	Réf. HLMP-	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
Intensité lumineuse (4) par élément	2800	I_V		15		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			3,7	10		mcd	20 mA CC
	2820	I_V		15		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			3,7	10		mcd	20 mA CC
	2835	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			7,5	20		mcd	20 mA CC
	2855	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			7	20		mcd	20 mA CC
	2870	I_V		30		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			7,5	20		mcd	20 mA CC
	2885	I_V		60		mcd	60 mA crête facteur de forme 1/3
			15	40		mcd	20 mA CC
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}		565		nm	
Longueur d'onde dominante (5)		λ_d		572		nm	
Tension directe par DEL		V_F		2,2	2,6	V	$I_F = 20$ mA
Tension inverse par DEL		V_{BR}	6	15		V	$I_R = 100\ \mu A$
Résistance thermique jonction DEL-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$		150		°C/W/DEL	

Notes :

4. Ces éléments sont classés par catégories lumineuses indiquées par une lettre sur le côté droit
5. La longueur d'onde, λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE, définit seule la couleur

Conditions de fonctionnement

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les barrettes lumineuses séries HLMP-2600, -2700 et -2800 sont constituées de quatre ou huit DEL. La surface émissive est uniformément éclairée par diffusion optique. La jonction P-N des DEL est diffusée dans la couche épitaxiée sur substrat GaP transparent.

Les sorties anode et cathode de chaque DEL sont indépendantes. Cette disposition des broches permet de câbler les DEL en série, en parallèle ou en série/parallèle.

Les tensions directes, extrapolées de la figure 5, sont utilisées pour calculer la valeur des résistances et la puissance dissipée typique. Les valeurs suivantes de V_F permettent de calculer les valeurs maximales vraisemblables de V_F que doivent fournir les étages de commande, et la puissance dissipée maximale :

$$V_F = 1{,}8\ V + I_{crête}\ (40\ \Omega)$$
pour $I_{crête} \geqslant 20$ mA

$$V_F = 1{,}6\ V + I_{DC}\ (50\ \Omega)$$
pour $5\ mA \leqslant I_{DC} \leqslant 20$ mA

Des taux de rafraîchissement égaux ou supérieurs à 1 kHz donnent le meilleur rendement et l'intensité lumineuse moyennée en temps maximale.

L'intensité lumineuse moyennée en temps est calculée à partir des caractéristiques de rendement relatif η_{IPEAK}, de la figure 3, adaptée aux conditions de température ambiante. L'intensité lumineuse moyennée en temps, à $T_A = 25°C$, se calcule comme suit :

I_V moyennée en temps =

$$\left[\frac{I_{moy}}{20\ mA}\right][\ \eta_{IPEAK}\ ][I_V \text{ relevé dans les caractéristiques}]$$

Exemple : pour un HLMP-2735 :

$\eta_{IPEAK} = 1{,}18$ à $I_{PEAK} = 48$ mA

I_V moyennée en temps =

$$\left[\frac{12\ mA}{20\ mA}\right][\ 1{,}18\ ][\ 10\ mcd\ ] = 7\ mcd$$

L'intensité lumineuse moyennée en temps peut être réglée en fonction de la température ambiante en utilisant la fonction exponentielle suivante :

$$I_V\ (T_A) = I_V\ (25°C)\ e^{[K\ (T_A\ -\ 25°C)\ ]}$$

avec les valeurs de K suivantes :

Modèle	K
Série -2600	– 0,0131/°C
Série -2700	– 0,0112/°C
Série -2800	– 0,0104/°C

Exemple : I_V (80°C) = (7 mcd) $e^{[-0{,}0112\,(80-25)]}$ = 3,8 mcd

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les barrettes sont constituées par une armature métallique dans un boîtier à une seule rangée de sorties. La pastille de la DEL est fixée à l'armature, les sorties cathode forment ainsi évacuateur de chaleur tout en assurant la tenue mécanique de la pastille. La température de fonctionnement maximale admissible est de 100°C, la puissance dissipée maximale est définie en fonction de celle-ci et pour qu'à la tension V_F la plus défavorable, elle ne soit pas dépassée. Pour fonctionner dans les meilleures conditions, il est recommandé de ne pas dépasser une résistance thermique broche-ambiante avec circuit imprimé de 250°C/W/DEL, ce qui donne une résistance thermique jonction-ambiante de 400°C/W/DEL.

Les DEL sont utilisables à des températures ambiantes supérieures à + 60°C sans réduction de I_{CC}, max. si la résistance thermique de l'ensemble est inférieure à 250°C/W/DEL. La courbe de la figure 6 permet de déterminer la résistance thermique $R_{\theta PC-A}$, autorisant le fonctionnement à une température ambiante donnée.

Les qualités optiques des DEL sont obtenues grâce à des plastiques spéciaux très sensibles à certains solvants. Il est recommandé d'utiliser uniquement un mélange alcool-Fréon (F113) pour le nettoyage à la vapeur avec un temps d'exposition inférieur à deux (2) minutes. Autres solvants préconisés pour le nettoyage à la vapeur : Fréon TE, Génésolv DI-15 ou DE-15, Arklone A ou K. Il est possible de procéder au nettoyage à l'eau chaude à 60°C, comportant ensuite rinçage neutralisant (solution d'ammoniaque à 3% ou équivalent), un rinçage détergent (solution à 1% de détergent), un rinçage à l'eau chaude puis un séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut s'effectuer au Fréon T-E35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou avec solution d'eau et de détergent doux.

CARACTERISTIQUES OPTIQUES

Le diagramme de radiation de ces barrettes correspond pratiquement à une distribution Lambert. La stérance lumineuse est calculée à l'aide de l'une des deux formules suivantes :

$$L_V\,(cd/m^2) = \frac{I_V\,(cd)}{A\,(m^2)}$$

$$L_V\,(footlamberts) = \frac{\pi I_V\,(cd)}{A\,(ft^2)}$$

Dimensions de la surface émissive	Surface	
	m²	pieds²
8,89 mm x 8,89 mm	67,74 x 10⁻⁶	729,16 x 10⁻⁶
8,89 mm x 3,81 mm	33,87 x 10⁻⁶	364,58 x 10⁻⁶
8,89 mm x 19,05 mm	135,48 x 10⁻⁶	1458,32 x 10⁻⁶
3,81 mm x 19,05 mm	72,58 x 10⁻⁶	781,25 x 10⁻⁶

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

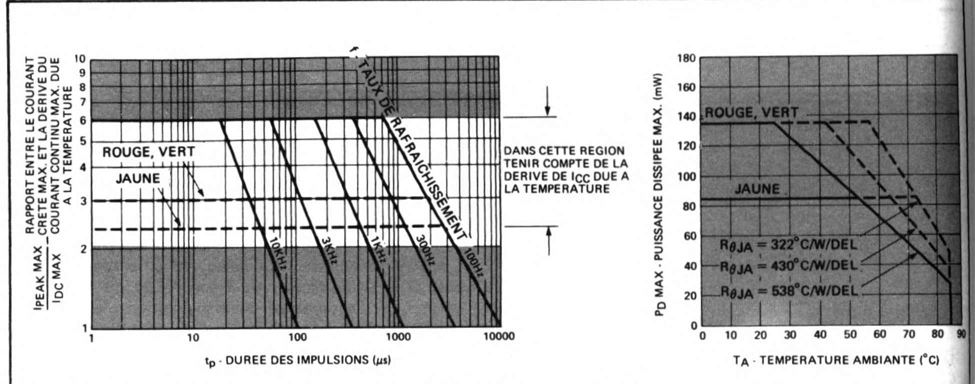


FIGURE 1 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

FIGURE 2 — Courant moyen max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

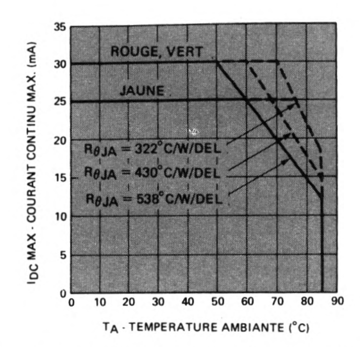


FIGURE 3 — Courant continu max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

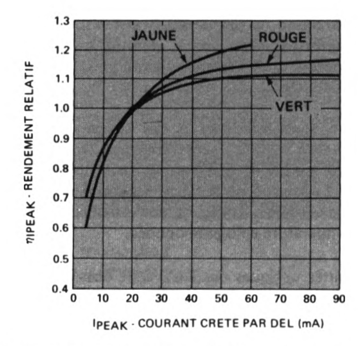


FIGURE 4 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant par DEL

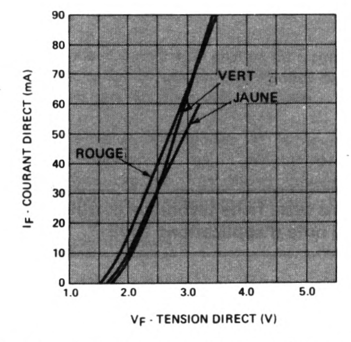


FIGURE 5 — Courant direct crête par DEL en fonction de la tension directe crête

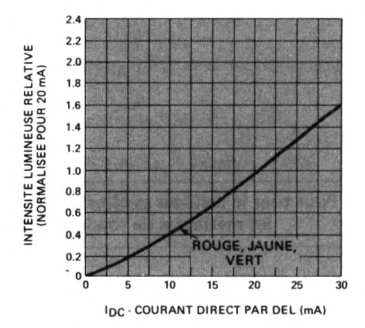
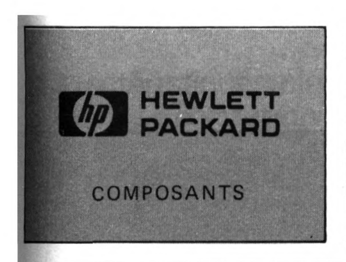


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct



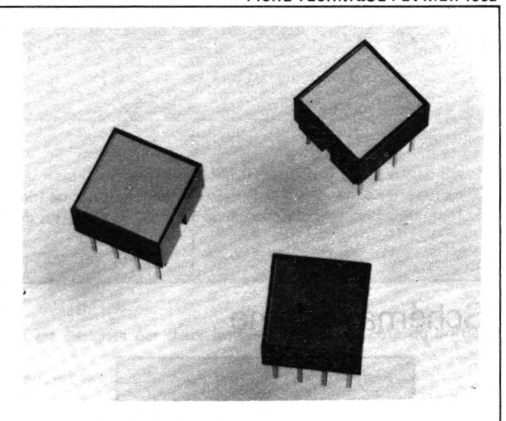
BARRETTES LUMINEUSES BICOLORES

ROUGE Ht RENDEMENT/JAUNE • HLMP-2950
ROUGE Ht RENDEMENT/ VERT Htes PERFORMANCES • HLMP-2965

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **SURFACE EMISSIVE LARGE, BRILLANTE, UNIFORME (8,89 x 8,89 mm)**
  Diagramme de rayonnement pratiquement Lambertien
- **2 COMBINAISONS DE COULEURS AU CHOIX**
- **TRIES PAR INTENSITE LUMINEUSE**
- **TRIES PAR LONGUEUR D'ONDE DOMINANTE (VERT ET JAUNE)**
- **EXCELLENT CONTRASTE ETEINT/ALLUME**
- **MONTAGE FACILE SUR CARTE OU SUR SUPPORT DE CIRCUITS INTEGRES**
- **JUXTAPOSABLES**
- **MONTABLES A RAS DE PANNEAU**
- **UTILISABLES AVEC MONTURE HLMP-2898**
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES**



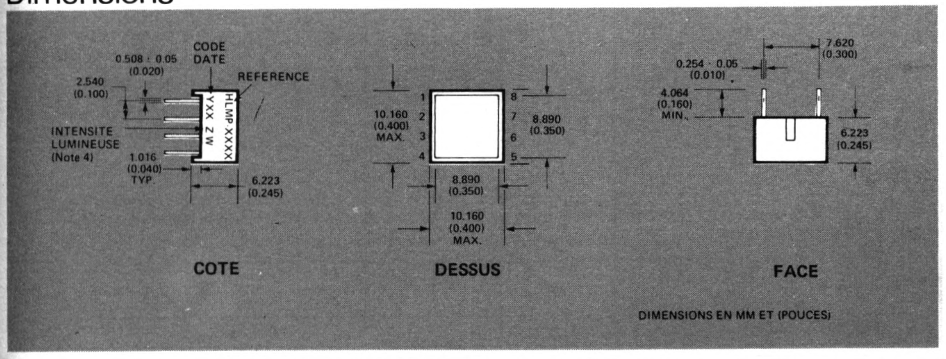
Applications

- **ECLAIRAGE DE LEGENDES A TROIS ETATS**
- **ECLAIRAGE DE PANNEAUX AVANT PAR TRANSPARENCE**
- **VOYANTS DE FACE AVANT**
- **COMMUTATEURS A DEUX FONCTIONS**
- **ECONOMIE D'ESPACE**

Description

Les barrettes bicolores HLMP-2950 et -2965 sont des sources lumineuses de 8,89 x 8,89 mm destinées à de nombreuses applications, nécessitant une signalisation par couleurs différentes (deux ou trois états), de plusieurs fonctions à l'aide d'un seul voyant. Il est possible d'en modifier la couleur en utilisant une modulation par la largeur d'impulsions. Les puces des DEL jaunes et rouges haut rendement sont en GaAsP sur substrat GaP transparent, la puce des DEL vertes est en GaP sur substrat GaP transparent.

Dimensions

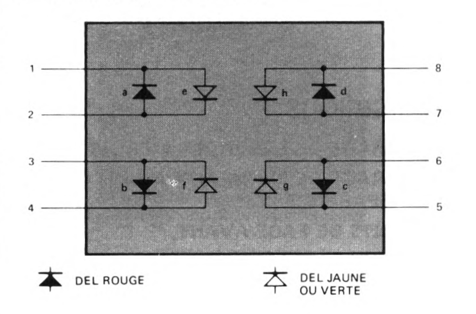


Valeurs limites absolues

Paramètres	HLMP-2950	HLMP-2965
Dissipation moyenne par DEL (3)	85 mW	135 mW
Températures de fonctionnement	− 40°C à + 85°C	
Températures de stockage	− 40°C à + 85°C	
Courant direct crête par DEL ($T_A = 50°C$) (largeur d'impulsions max. = 2 ms) (2, 3)	60 mA	90 mA
Courant direct moyenné en temps en impulsions par DEL (2)	20 mA, $T_A = 50°C$	25 mA, $T_A = 50°C$
Courant direct continu par DEL ($T_A = 50°C$) (1)	25 mA	30 mA
Température de soudage (à 1,6 mm du plan de base)	260°C pendant 3 s	

Notes :
1. Au-dessus de 60°C pour le HLMP-2950 et de 50°C pour le HLMP-2965, réduire I_{CC} MAX par DEL de 0,57 mA/°C
2. Se reporter à la figure 1 pour calculer les conditions de fonctionnement en pulsé
3. Réduire la dissipation moyenne de 1,8 mW/°C au-dessus de 25°C pour le HLMP-2965 et de 50°C pour le HLMP-2950

Schéma interne



BROCHAGE

BROCHE	ROUGE	JAUNE OU VERT
1	CATHODE a	ANODE e
2	ANODE a	CATHODE e
3	ANODE b	CATHODE f
4	CATHODE b	ANODE f
5	CATHODE c	ANODE g
6	ANODE c	CATHODE g
7	ANODE d	CATHODE h
8	CATHODE d	ANODE h

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

ROUGE HAUT RENDEMENT/JAUNE - HLMP-2950

Paramètre		Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
Intensité lumineuse (4)	RHR	I_V	9	20		mcd	20 mA CC
				30			60 mA crête facteur cyclique 1/3
	Jaune		8	12			20 mA CC
				20			60 mA crête facteur cyclique 1/3
Longueur d'onde crête	RHR	λ_{PEAK}		635		nm	
	Jaune			583			
Longueur d'onde dominante (5)	RHR	λ_d		626		nm	
	Jaune			585			
Tension directe	RHR	V_F		2,1	2,6	V	$I_F = 20$ mA
	Jaune			2,2	2,6		
Résistance thermique jonction-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$		150		°C/W/DEL	

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

ROUGE HAUT RENDEMENT/VERT - HLMP-2965

Paramètre		Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
Intensité lumineuse (4)	RHR	I_V	9	20		mcd	20 mA CC
				30			60 mA crête facteur cyclique 1/3
	Vert		7,5	20			20 mA CC
				30			60 mA crête facteur cyclique 1/3
Longueur d'onde crête	RHR	λ_{PEAK}		635		nm	
	Vert			565			
Longueur d'onde dominante (5)	RHR	λ_d		626		nm	
	Vert			572			
Tension directe	RHR	V_F		2,1	2,6	V	$I_F = 20$ mA
	Vert			2,2	2,6		
Résistance thermique jonction-broche		$R\theta_{J\text{-}PIN}$		150		°C/W/DEL	

Notes :

4. Ces dispositifs sont triées par intensité lumineuse. Celle-ci est désignée par deux lettres codes sur le côté du boîtier (Z = RHR, W = Jaune ou Vert)
5. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les HLMP-2950 et -2965 sont constituées par huit DEL : quatre DEL rouges haut rendement et quatre DEL vertes ou jaunes. La surface émissive est uniformément éclairée par diffusion optique. Les DEL de couleur différente sont montées tête-bêche, l'anode et la cathode de chacune des paires étant reliées à une sortie.

Les tensions directes extrapôlées de la figure 5 sont utilisées pour calculer la valeur des résistances et la puissance dissipée typique. Les valeurs suivantes de V_F permettent de calculer les valeurs maximales vraissemblables de V_F que doivent fournir les étages de commande et la puissance dissipée maximale.

$V_F = 1,8\ V + I_{crête}\ (40\ \Omega)$ pour $I_{crête} \geqslant 20$ mA

$V_F = 1,6\ V + I_{CC}\ (50\ \Omega)$ pour $5\ mA \leqslant I_{CC} \leqslant 20$ mA

CARACTERISTIQUES OPTIQUES

Le diagramme de radiation de ces barrettes correspond pratiquement à une distribution Lambert. La stérance lumineuse est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$L_V\ (cd/m^2) = \frac{I_V\ (cd)}{A\ (m^2)}$$

La surface A étant de $67,74 \times 10^{-6}\ m^2$.

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

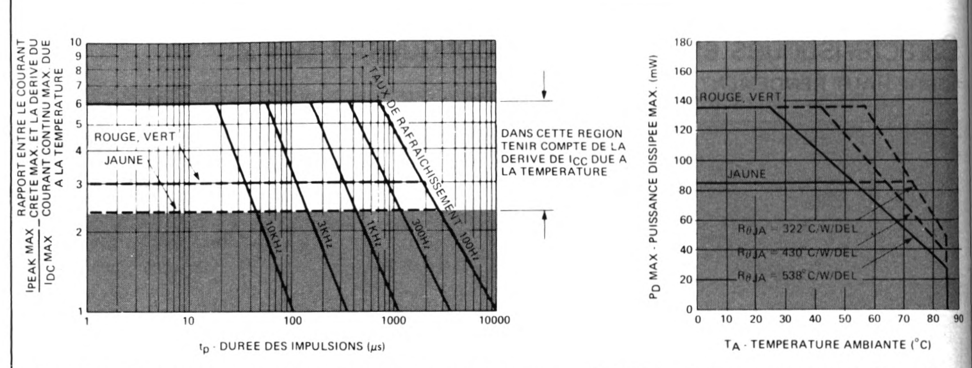


FIGURE 1 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

FIGURE 2 — Courant moyen max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

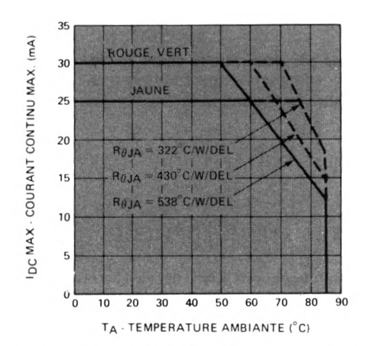


FIGURE 3 — Courant continu max. admissible par DEL en fonction de la température ambiante, T_J MAX = 100°C

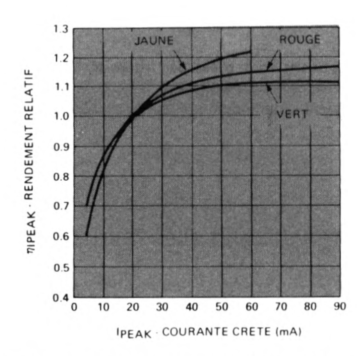


FIGURE 4 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant par DEL

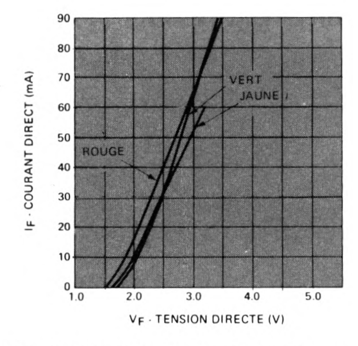


FIGURE 5 — Courant direct crête par DEL en fonction de la tension directe crête

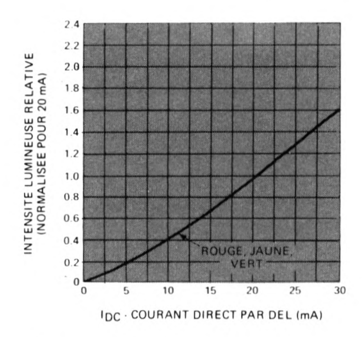


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

CIRCUITS INVERSEURS DE POLARITE

Les barrettes lumineuses bicolores nécessitent un système d'inversion de polarité pour allumer les DEL voulues. Des transmetteurs de ligne, des circuits temporisateurs, des circuits de commande de mémoire peuvent s'utiliser pour cela.

Un transmetteur de ligne, prévu à l'origine pour commander une ligne de transmission de données, peut réaliser un étage inverseur pour barrette lumineuse bicolore. Un tel circuit possède une sortie à totem-pôle différent de celui de la plupart des circuits TTL, car sa sortie fournit autant de courant qu'il en soutire à son alimentation.

Les transmetteurs de ligne, conçus pour fonctionner avec une alimentation unique 5 V, sont spécifiés pour fournir 40 mA. La figure 7 indique les caractéristiques de sortie de trois circuits transmetteurs de ligne montés de telle façon que le courant sorte par l'une des deux sorties et rentre par l'autre. Ce circuit fait l'objet de la figure 8; sous 40 mA, la tension de sortie passe de 2,4 V (74128) à 2,9 V (DM 8830, 9614) lorsqu'ils sont alimentés sous 5 V. Le circuit inverseur de base pour barrette bicolore est indiqué figure 9. Un tel circuit délivrant 40 mA peut donc alimenter deux paires de DEL.

Certains transmetteurs, comme le 9614, sont conçus pour que la sortie servant de source soit différente de la sortie absorbant le courant. Il est donc ainsi possible d'alimenter les deux paires de DEL sous des courants différents comme le montre la figure 10. D'autres transmetteurs permettent d'éteindre toutes les DEL soit par l'intermédiaire d'une sortie trois états, soit par un autre moyen comme le montre la figure 11.

Le circuit temporisateur NE556 ou deux NE555 permettent de réaliser une commande pour barrette lumineuse comme le montre la figure 12. Les sorties du NE556 peuvent débiter 200 mA avec l'avantage sur les circuits décrits précédemment de fonctionner avec des tensions d'alimentation comprises entre 4,5 et 16 V. Montés comme sur la figure, chaque temporisateur fonctionne en inverseur.

Le circuit de la figure 13, réalisé avec des circuits de commande de mémoire (75325), permet de commander plusieurs paires de DEL. Le 75325 fournit jusqu'à 600 mA avec des tensions de sortie bien supérieures à celles des transmetteurs de ligne. Il nécessite cependant une source de tension supplémentaire de 7,5 V, débitant 40 mA, pour assurer la polarisation correcte des étages débitant le courant. Le 75325 permet de réaliser une commande à trois états (éteint - jaune ou vert - rouge).

Si l'on ajoute aux circuits précédents un circuit de modulation par impulsions de largeur variable, il est possible de faire varier la couleur dans une certaine plage. Cette technique est illustrée figure 14.

Hewlett-Packard ne peut engager sa responsabilité en ce qui concerne les circuits décrits ci-dessus. Nous ne garantissons que les circuits faisant partie intégrante de nos produits finis.

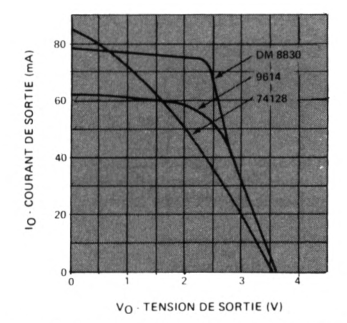


FIGURE 7 – Caractéristiques de sortie typique des transmetteurs de ligne

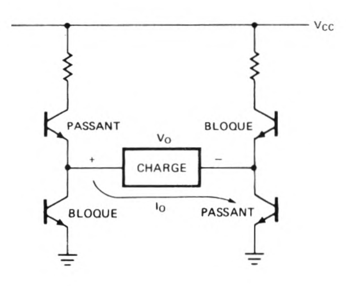


FIGURE 8 – Circuit équivalent à un transmetteur de ligne

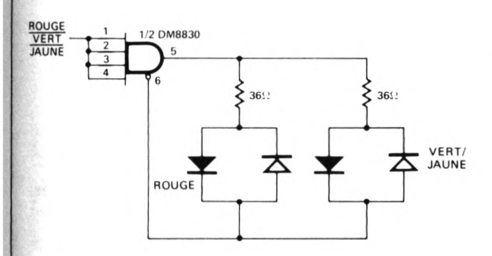


FIGURE 9 – Circuit transmetteur de ligne typique, environ 20 mA par paire de DEL

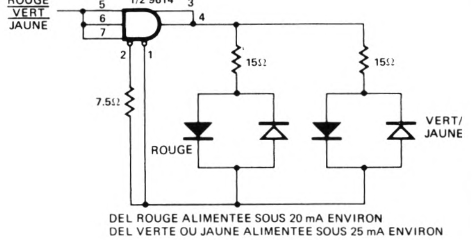


FIGURE 10 – Technique d'alimentation des DEL sous des courants différents

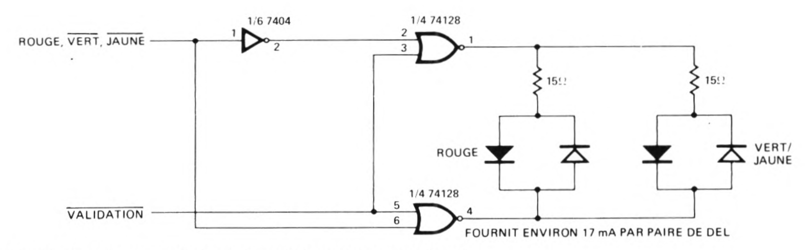


FIGURE 11 – Système de commande à trois états (éteint, rouge, vert ou jaune)

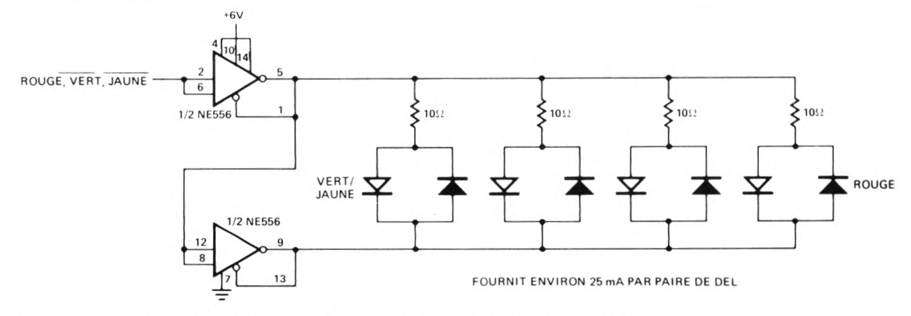


FIGURE 12 – Utilisation d'un circuit de temporisation double pour commander des barrettes bicolores

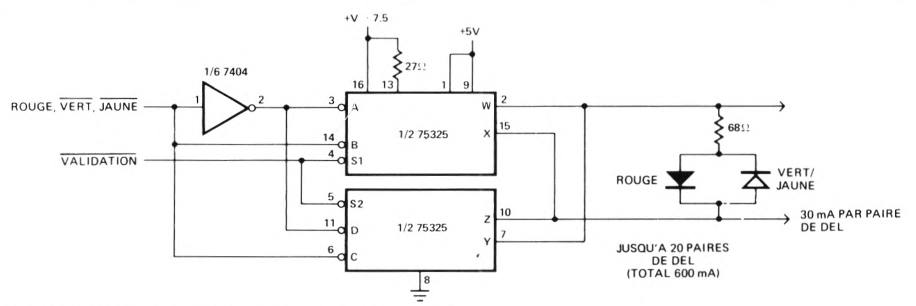


FIGURE 13 – Circuit de commande à fort courant équipé d'un 75325

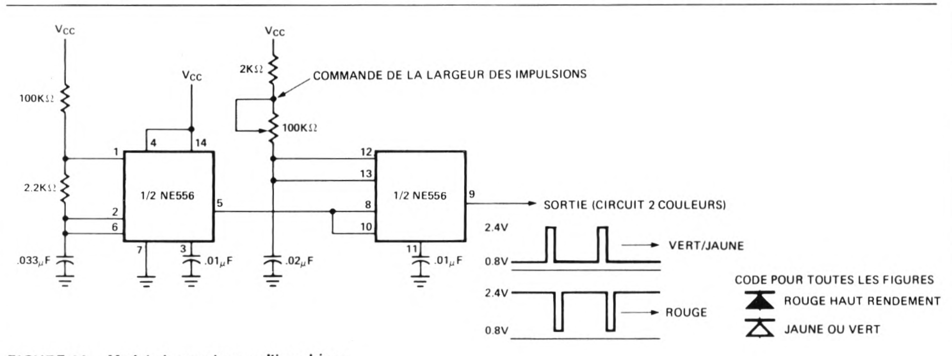


FIGURE 14 – Modulation par largeur d'impulsions



COMPOSANTS

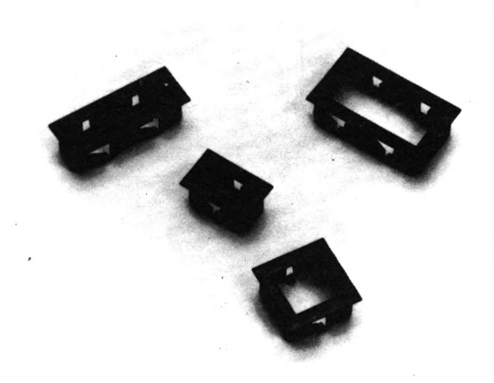
MONTURES AVEC SUPPORT D'ÉTIQUETTE TRANSPARENTE POUR BARRETTES LUMINEUSES MODULAIRES

HLMP-2598, -2599, -2898, -2899

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- PERMETTENT UNE FIXATION SOLIDE DES BARRETTES MODULAIRES SUR PANNEAU
- ASSURENT LE MAINTIEN D'ETIQUETTES TRANSPARENTES DANS LES MONTAGES SUR PANNEAU OU CARTES DE CIRCUITS IMPRIMES
- D'UNE PIECE, SE FIXENT PAR ENCLIQUETAGE
- LA BORDURE NOIRE MATE AMELIORE LA PRESENTATION DU PANNEAU
- SONT DISPONIBLES EN QUATRE MODELES
- S'ADAPTENT A DES PANNEAUX D'EPAISSEUR COMPRISE ENTRE 1,5 ET 3,2 mm
- PERÇAGE FACILE DES PANNEAUX A LA FRAISE OU A L'EMPORTE-PIECE



Description

Cette série de montures avec bordure noire est destinée au montage des barrettes lumineuses Hewlett-Packard sur le panneau avant d'instruments. L'épaisseur du panneau peut être comprise entre 1,5 et 3,2 mm. Un espace est prévu entre la fenêtre de la monture et la surface éclairante de la barrette pour y placer une étiquette transparente avec légende ayant une épaisseur de 130 µm.

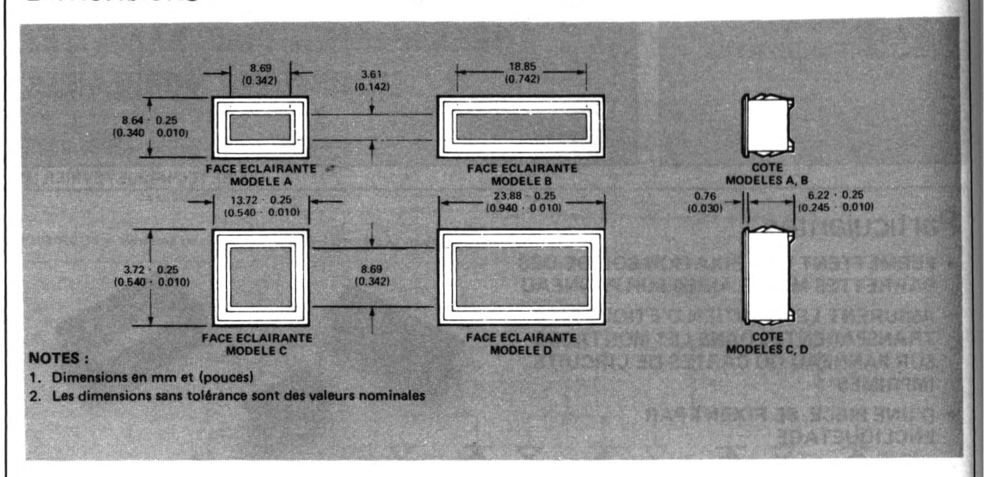
Références

Référence monture HLMP-	Barrette lumineuse correspondante HLMP-	Dimensions des trous de montage	Dessin
2598	2350, 2450, 2550	7,62 mm (0.300 inch) x 22,86 mm (0.900 inch)	B
2599	2300, 2400, 2500	7,62 mm (0.300 inch) x 12,70 mm (0.500 inch)	A
2898	2600, 2700, 2800 2655, 2755, 2855 2950, 2965	12,70 mm (0.500 inch) x 12,70 mm (0.500 inch)	C
2899	2620, 2720, 2820 2635, 2735, 2835 2670, 2770, 2870 2685, 2785, 2885	12,70 mm (0.500 inch) x 22,86 mm (0.900 inch)	D

NOTES :

1. La note d'applications 1012 donne des méthodes de réalisation des étiquettes transparentes.
2. Tolérances + 0,00 mm, – 0,13 mm (+ 0.000 inch, – 0.005 inch). Rayon max. admissible aux angles : 1,60 mm (0.063 inch).

Dimensions



Instructions de montage

1. Réaliser la fenêtre à la fraise (3) ou à l'emporte-pièce. Ebarber le trou mais ne pas le chanfreiner.

2. Placer la monture face contre une surface plane et solide. Une étiquette de dimension identique à celle de la face lumineuse de la barrette peut être placée soit à l'intérieur de la monture, soit fixée sur la face de la barrette. Introduire la barrette à l'intérieur de la monture jusqu'à encliquetage des tenons. Pour introduire une barrette dans la monture HLMP-2898, orienter le boîtier pour que les encoches se trouvent face aux côtés sans tenon (Figure 1).

3. En appuyant sur la face lumineuse, introduire l'ensemble dans la fenêtre, par la face avant du panneau (Figure 2).

NOTE : Sur panneau de faible épaisseur, introduire la monture en premier, puis ensuite la barrette dans la monture par l'arrière du panneau.

NOTES :

3. Utiliser une fraise de 3,2 mm.
4. Les montages et démontages répétés risquent de diminuer la force de maintien de la monture.

Processus de montage

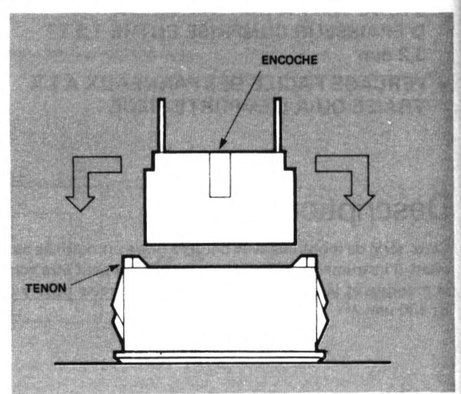


FIGURE 1 — Introduction de la barrette lumineuse dans la monture

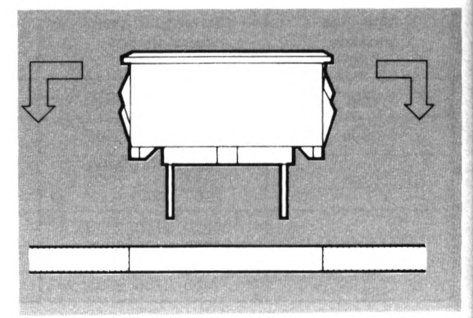
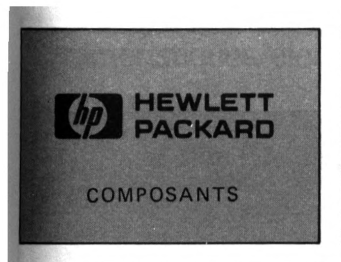


FIGURE 2 — Introduction de l'ensemble monté dans la fenêtre



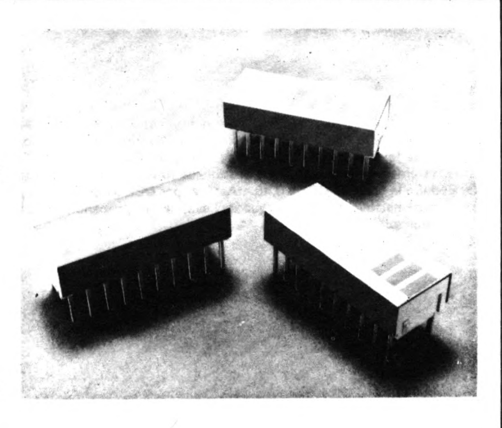
ÉCHELLES LUMINEUSES A 10 ÉLÉMENTS

ROUGE • HDSP-4820
ROUGE HAUT RENDEMENT • HDSP-4830
JAUNE • HDSP-4840

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- SEGMENTS DE GRANDE TAILLE BIEN DISCERNABLES
- DEL APPARIEES POUR UNIFORMISER L'INTENSITE LUMINEUSE
- BARRETTES A EMBOITEMENT ALIGNABLES
- CONSTRUCTION ROBUSTE
- DEL INDEPENDANTES PERMETTANT L'USAGE DE SYSTEMES DE COMMANDE VARIES
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- BOITIER DUAL-IN-LINE 7,62 x 2,54 mm
- PROFIL BAS
- TRES GRAND CONTRASTE ETEINT-ALLUME ENTRE ELEMENTS
- GRAND ANGLE DE VISION
- REPERAGE PAR INTENSITE LUMINEUSE
- REPERAGE PAR LONGUEUR D'ONDE DOMINANTE DES HDSP-4840



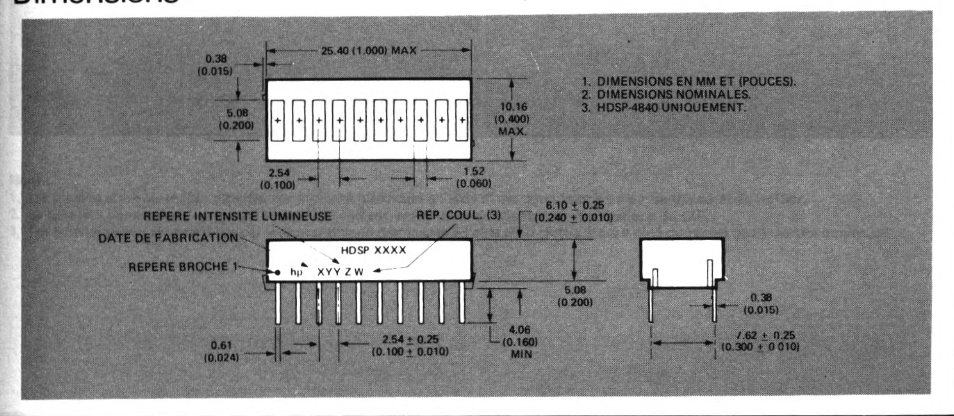
Applications

- CONTROLES INDUSTRIELS
- INSTRUMENTATION
- EQUIPEMENTS DE BUREAUX
- PERIPHERIQUES D'ORDINATEUR
- PRODUITS GRAND PUBLIC

Description

Les barrettes de DEL HDSP-4820, -4830 et -4840 constituent des blocs permettant de visualiser des informations facilement représentées par des échelons lumineux. Les boîtiers à 10 éléments sont alignables et permettent de visualiser des lignes d'informations. Ces barrettes éliminent les problèmes d'alignement ainsi que ceux de l'homogénisation de l'intensité lumineuse et de la couleur. L'accessibilité directe de l'anode et à la cathode de chaque DEL leur donne une grande souplesse d'utilisation.

Dimensions



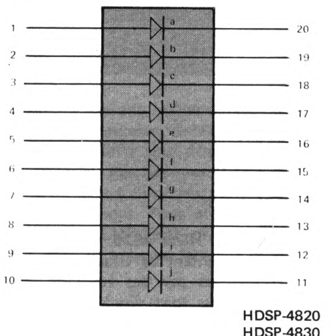
Valeurs limites absolues

Paramètre	HDSP-4820		HDSP-4830/-4840	
Dissipation moyenne par DEL	$T_A = 60°C$	65 mW	$T_A = 50°C$	81 mW
Courant direct crête par DEL		150 mA (1)		60 mA (2)
Courant direct par DEL		25 mA (3)		20 mA (4)
Température de fonctionnement	– 40°C à + 85°C			
Température de stockage	– 40°C à + 85°C			
Tension inverse par DEL	3 V			
Température de soudage (à 1,6 mm du plan de base) (5)	260°C pendant 3 s			

Notes :

1. Se reporter à la figure 1 pour déterminer les conditions de fonctionnement.
2. Se reporter à la figure 6 pour déterminer les conditions de fonctionnement.
3. Réduire le débit en CC de 0,65 mA/°C et par DEL au-dessus de $T_A = 60°C$ pour que $R_{\Theta JA}$ ne dépasse pas 600°C/W/DEL. En améliorant le système de dissipation, il est possible de fonctionner à de plus fortes températures sans diminuer le débit admissible (voir figure 2).
4. Réduire le débit en CC de 0,40 mA/°C et par DEL au-dessus de $T_A = 50°C$ (voir figure 7). Mêmes remarques que note 3.
5. Comme nettoyant n'utiliser que de l'eau, de l'Isopropanol, de l'Ethanol, du Fréon TF ou TE, du Genésolv DI-15 ou DE-15 (ou un produit qui leur soit équivalent).

Schéma de câblage interne



HDSP-4820
HDSP-4830
HDSP-4840

BROCHAGE

Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Anode a	11	Cathode j
2	Anode b	12	Cathode i
3	Anode c	13	Cathode h
4	Anode d	14	Cathode g
5	Anode e	15	Cathode f
6	Anode f	16	Cathode e
7	Anode g	17	Cathode d
8	Anode h	18	Cathode c
9	Anode i	19	Cathode b
10	Anode j	20	Cathode a

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

HDSP-4820 ROUGE

Paramètre	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par segment) (1)	I_F	$I_F = 20$ mA	250	880		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (2)	λ_d			645		nm
Tension directe par DEL	V_F	$I_F = 20$ mA		1,6	2	V
Courant inverse par DEL	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Coefficient de température de V_F par DEL	$\Delta V_F/^\circ C$			− 2		mV/°C
Résistance thermique jonction-broche par DEL	$R_{\Theta J\text{-}BROCHE}$			300		°C/W/DEL

HDSP-4830 ROUGE HAUT RENDEMENT

Paramètre	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par segment) (1)	I_V	$I_F = 10$ mA	600	1700		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			635		nm
Longueur d'onde dominante (2)	λ_d			626		nm
Tension directe par DEL	V_F	$I_F = 20$ mA		2,1	2,5	V
Courant inverse par DEL	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Coefficient de température de V_F par DEL	$\Delta V_F/^\circ C$			− 2		mV/°C
Résistance thermique jonction-broche par DEL	$R_{\Theta J\text{-}BROCHE}$			300		°C/W/DEL

HDSP-4840 JAUNE

Paramètre	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par segment) (1)	I_V	$I_F = 10$ mA	600	1200		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			583		nm
Longueur d'onde dominante (2, 3)	λ_d		581	585	592	nm
Tension directe par DEL	V_F	$I_F = 20$ mA		2,2	2,5	V
Courant inverse par DEL	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Coefficient de température de V_F par DEL	$\Delta V_F/^\circ C$			− 2		mV/°C
Résistance thermique jonction-broche par DEL	$R_{\Theta J\text{-}BROCHE}$			300		°C/W/DEL

Notes :

1. Les échelles lumineuses sont repérées par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre imprimée sur un des côtés du boîtier.
2. La longueur dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE.
3. Les échelles jaunes sont repérées par longueur d'onde dominante à l'aide d'un chiffre situé à côté du repère de l'intensité lumineuse.

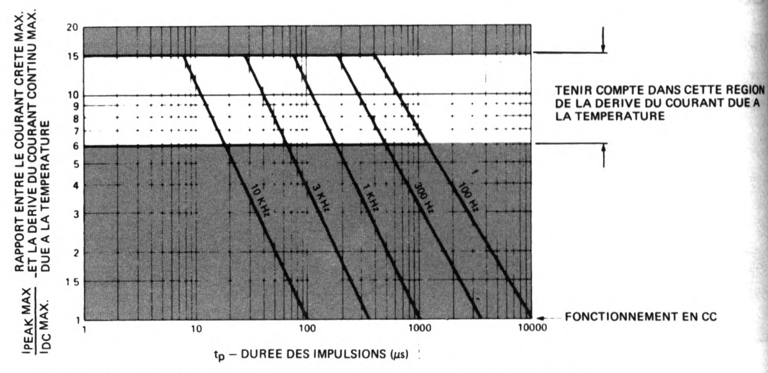


FIGURE 1 — Courant maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

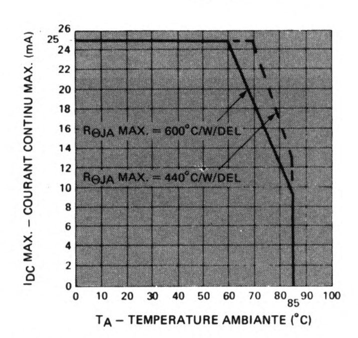


FIGURE 2 — Courant maximal admissible par segment en fonction de la température ambiante

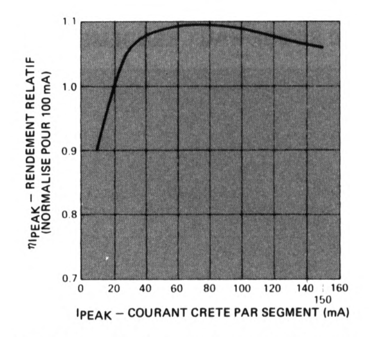


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

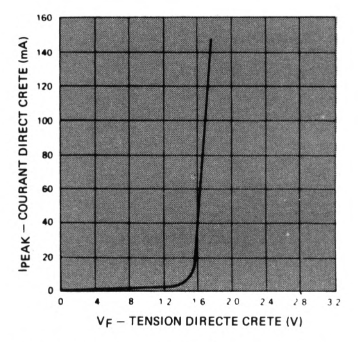


FIGURE 4 — Courant direct crête par segment en fonction de la tension directe crête

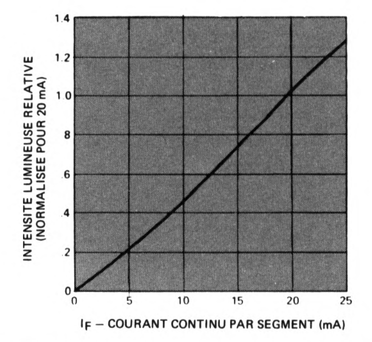


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

Les explications concernant l'emploi des fiches techniques et les recommandations de montage sont fournies par la note d'applications 1005

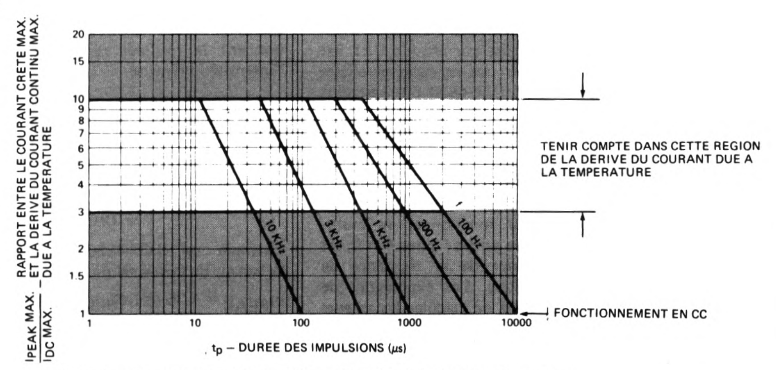


FIGURE 6 — Courant maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

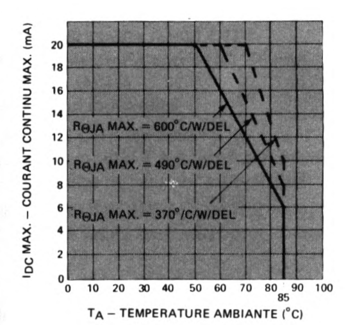


FIGURE 7 — Courant maximal admissible par segment en fonction de la température ambiante

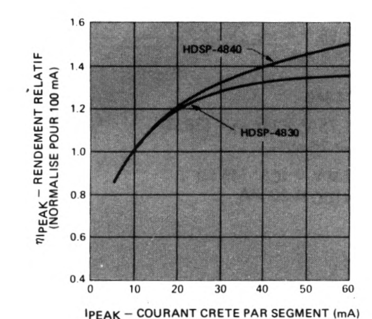


FIGURE 8 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

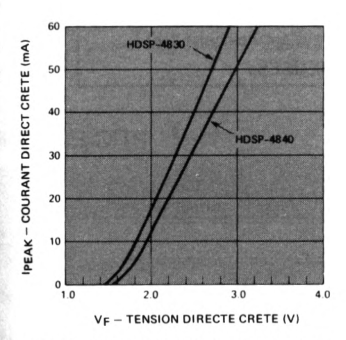


FIGURE 9 — Courant direct crête par segment en fonction de la tension directe crête

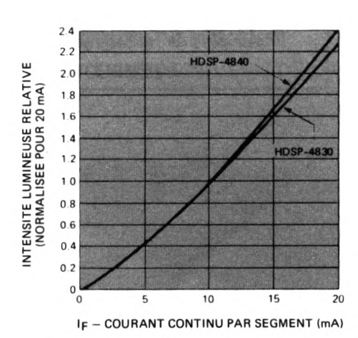


FIGURE 10 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

Les explications concernant l'emploi des fiches techniques et les recommandations de montage sont fournies par la note d'applications 1005

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les HDSP-4820, -4830 et -4840 sont des barrettes constituées de 10 DEL. La lumière émise par chaque DEL est allongée optiquement pour former des segments parallèles et indépendants. Les diodes du HDSP-4820 qui émettent dans le rouge sont constituées d'une couche épitaxiée de GaAsP sur substrat de GaAs. Les HDSP-4830 et -4840 utilisent une couche épitaxiée de GaAsP sur GaP pour produire une lumière rouge (rouge haut rendement) et verte extrêmement forte.

Ces dispositifs sont conçus pour fonctionner en multiplexage. La tension directe, relevée sur les figures 4 et 9, est utilisée pour déterminer la valeur de la résistance de limitation et la dissipation typique. Les expressions de $V_{F\ MAX}$, qui suivent, permettent de calculer les valeurs max. de V_F lorsque l'on veut réaliser un circuit de commande et calculer la dissipation pour éviter de dépasser la puissa nce maximale admissible.

HDSP-4820

$V_{F\ MAX} = 1,55\ V + I_{PEAK}\ (7\ \Omega)$
si $I_{PEAK} \geqslant 5$ mA

HDSP-4830/-4840

$V_{F\ MAX} = 1,75\ V + I_{PEAK}\ (38\ \Omega)$
si $I_{PEAK} \geqslant 20$ mA

$V_{F\ MAX} = 1,6\ V + I_{CC}\ (45\ \Omega)$
si $5\ mA \leqslant I_{CC} \leqslant 20$ mA

Des taux de rafraîchissement supérieurs ou égaux à 1 kHz donnent le meilleur résultat pour moyenner en temps l'intensité lumineuse.

L'intensité lumineuse moyennée en temps se calcule en partant des caractéristiques de rendement relatif des figures 3 et 8. L'intensité lumineuse moyennée en temps à $T_A = 25°C$ se calcule comme suit :

$$I_{V\ TIME\ AVG} = \left[\frac{I_{AVG}}{I_{FICHE\ TECHN.}}\right] \eta I_{PEAK} \cdot I_{V\ FICHE\ TECHN.}$$

Exemple : un HDSP-4830 fonctionne à $I_{PEAK} = 50$ mA et le facteur de forme est de 1/4.

$\eta I_{PEAK} = 1,35$ (à $I_{PEAK} = 50$ mA)

$$I_{V\ TIME\ AVG} = \left[\frac{12,5\ mA}{10\ mA}\right] . 1,35 . 1700\ \mu cd = 2869\ \mu cd$$

Pour plus de renseignements, se reporter à la note d'applications 1007 «EMPLOI DES ECHELLES LUMINEUSES»



COMPOSANTS

ÉCHELLE ANALOGIQUE 101 ÉLÉMENTS

ROUGE • HDSP-8820

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **EXCELLENTE RESOLUTION (1%)**
- **EXCELLENTE PRESENTATION**
  ELEMENTS DE 1,52 mm DE LONG, TRES DISTINCTS, BIEN VISIBLES
  Eclairement homogène par DEL sélectionnées
  Très bon alignement des éléments
  Lecture facile à 1 m
- **BOITIER SINGLE-IN-LINE**
  Pattes robustes d'entr'axe 2,54 mm
  Boîtier robuste
  Cathodes communes
- **FAIBLE CONSOMMATION**
  Courant moyen 1 à 1,5 mA par éléments en fonction du courant crête utilisé
- **ELECTRONIQUE ASSOCIEE**
  Interface facile avec microprocesseur



Description

Le HDSP-8820 est constitué d'un réseau monolithique de 101 DEL alignées. Il est destiné à visualiser des informations sous forme d'échelle analogique ou d'indicateur de position. Il est constitué de puces au GaAsP fixées sur un circuit imprimé, enfermé dans un boîtier en polycarbonate rouge dont la partie arrière est scellée à l'époxyde. La puce correspondant aux cathodes communes sont adressées au moyen de 22 broches alignées sur une seule rangée situées sous le boîtier.

Applications

- SYSTEME DE SURVEILLANCE DE PROCESSUS INDUSTRIELS
- REMPLACEMENT D'APPAREILS DE MESURE DE TABLEAU
- INSTRUMENTATION
- INDICATEURS DE POSITION
- INDICATEURS DE NIVEAU DE LIQUIDES

Dimensions (1,2)

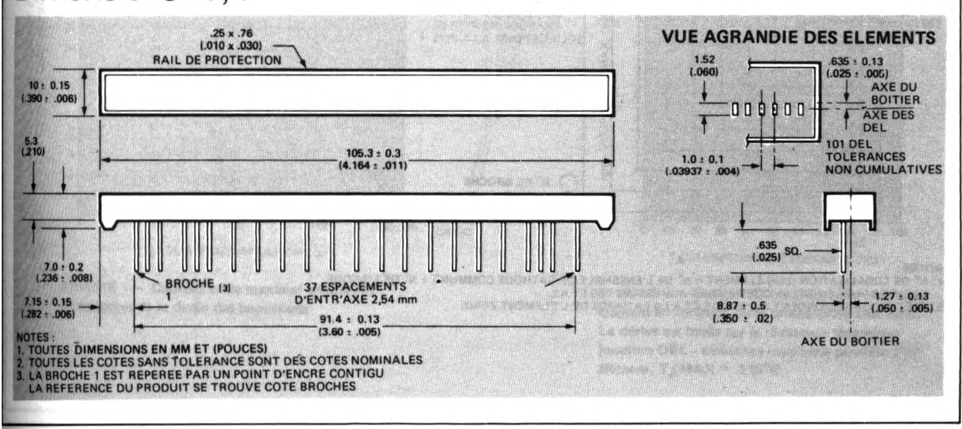


Schéma interne (4,5)

SIX GROUPES
DE
DIX ELEMENTS

N° DE BROCHE

NOTES :
4. N° DE LOCALISATION D'UN ELEMENT = N° DE L'ENSEMBLE DE CATHODE COMMUNE + N° DE L'ANODE.
EXEMPLE : L'ELEMENT 83 S'OBTIENT EN ADRESSANT C80 ET A3.
5. A' ET C' CORRESPONDENT A L'ANODE ET A LA CATHODE DE L'ELEMENT ZERO.

Brochage

BROCHE	FONCTION
1	CO
2	A4
3	C' (5)
4	Pas de broche
5	C10
6	A1
7	A8
8	Pas de broche
9	C20
10	Pas de broche
11	A' (5)
12	Pas de broche
13	C30
14	Pas de broche
15	A7
16	Pas de broche
17	C40
18	Pas de broche
19	A2
20	Pas de broche
21	C50
22	Pas de broche
23	A3
24	Pas de broche
25	C60
26	Pas de broche
27	A10
28	Pas de broche
29	C70
30	Pas de broche
31	A9
32	Pas de broche
33	C80
34	A5
35	A6
36	Pas de broche
37	C90

Valeurs limites absolues

Dissipation moyenne par élément
($T_A = 25°C$) . . . . 15 mW
Courant crête direct par élément ($T_A = 25°C$)
largeur d'impulsion ⩽ 300 µs (6) . . . . 200 mA
Courant direct moyen par élément
($T_A = 25°C$) (7) . . . . 7 mA
Température de fonctionnement . . . . . – 40°C à + 85°C
Température de stockage . . . . – 40°C à + 85°C
Tension inverse par élément . . . . 5 V
Température de soudage
(à 1,6 mm du plan de base) (8) . . . . 260°C pendant 3 s

Notes :

6. Se reporter à la figure 1 pour déterminer les conditions de fonctionnement en impulsions.
7. Au-dessus de $T_A = 70°C$, le courant direct moyen diminue de 0,16 mA/°C. Voir figure 2.
8. N'utiliser que de l'eau, de l'Isopropanol, de l'Ethanol, du Fréon TF ou TE (ou équivalent), du Gènesolv DI-15 ou DE-15 (ou équivalent) pour le nettoyage.
Pour la soudure à la vapeur, voir les recommandations données plus loin.

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse moyennée en temps par élément (9)	I_V	100 mA crête Rapport cyclique 1/110	8	20		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (10)	λ_d			640		nm
Courant direct par élément	V_F	$I_F = 100$ mA		1,7	2,1	V
Tension inverse par élément	V_R	$I_R = 100$ µA	3			V
Coefficient de température	$\Delta V_F/°C$			– 2		mV/°C
Résistance thermique jonction DEL - broche	$R\Theta_{J\text{-}PIN}$			700		°C/W/DEL

Notes :

9. Il n'est pas recommandé d'utiliser des courants crête inférieurs à 15 mA. L'esthétique n'est garantie qu'à partir de 100 mA crête avec un facteur cyclique 1/110.
10. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE.

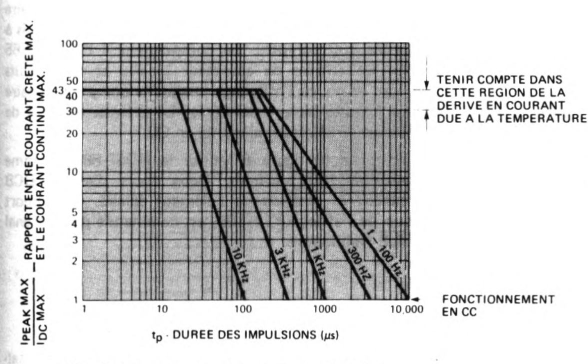


FIGURE 1 — Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

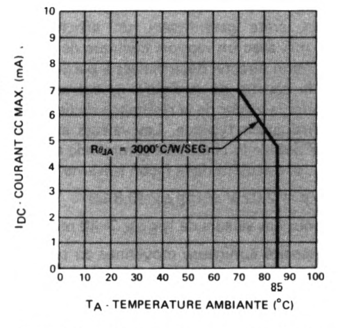


FIGURE 2 — Courant CC maximal admissible par élément en fonction de la température ambiante. La dérive est basée sur la résistance thermique jonction DEL - ambiance maximale possible d'un élément, T_J MAX = 115°C

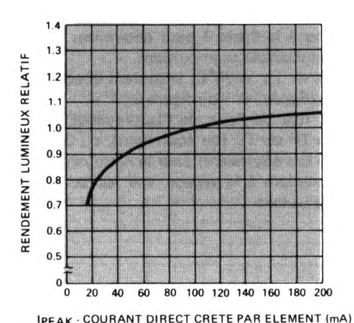


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif en fonction du courant crête par élément (intensité lumineuse par unité de courant)

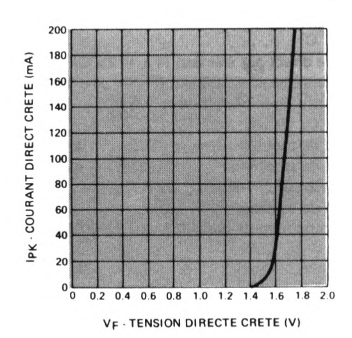


FIGURE 4 — Courant direct en fonction de la tension directe

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche, consulter la note d'applications 1005

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les 101 éléments du réseau monolithique de DEL sont disposés en dix groupes plus une DEL indépendante. Les dix éléments de chaque groupe ont leurs cathodes reliées en commun. Les éléments de même ordre dans chaque groupe ont leurs anodes reliées. L'ensemble est adressé au moyen de 22 broches.

L'échelle analogique est destinée à fonctionner en échantillonnage (multiplexage). Le courant direct crête minimal, pour lequel tous les éléments sont allumés, est de 15 mA avec un rapport cyclique de 1/110. La valeur du courant direct crête garantissant un affichage agréable est de 100 mA avec un rapport cyclique de 1/110. Les valeurs de la tension directe, déterminées à partir des valeurs indiquées sur la courbe de la figure 4, doivent être utilisées pour calculer la valeur de la résistance de limitation du courant et la dissipation typique. Les valeurs attendues de V_F max. pour définir le circuit de commande ainsi que la dissipation max. se calculent de la façon suivante :

$$V_F = 2{,}02\ V + I_{PEAK} \cdot (0{,}8\ \Omega)$$

pour des valeurs de $I_{PEAK} > 40$ mA

L'intensité lumineuse moyennée en temps à $T_A = 25°C$ se calcule à l'aide de l'équation suivante :

I_V moyennée en temps =

$$\left[\frac{I_F\ MOY}{I_F\ SPEC\ MOY}\right] \times \eta I_{PEAK} \times I_V\ SPEC$$

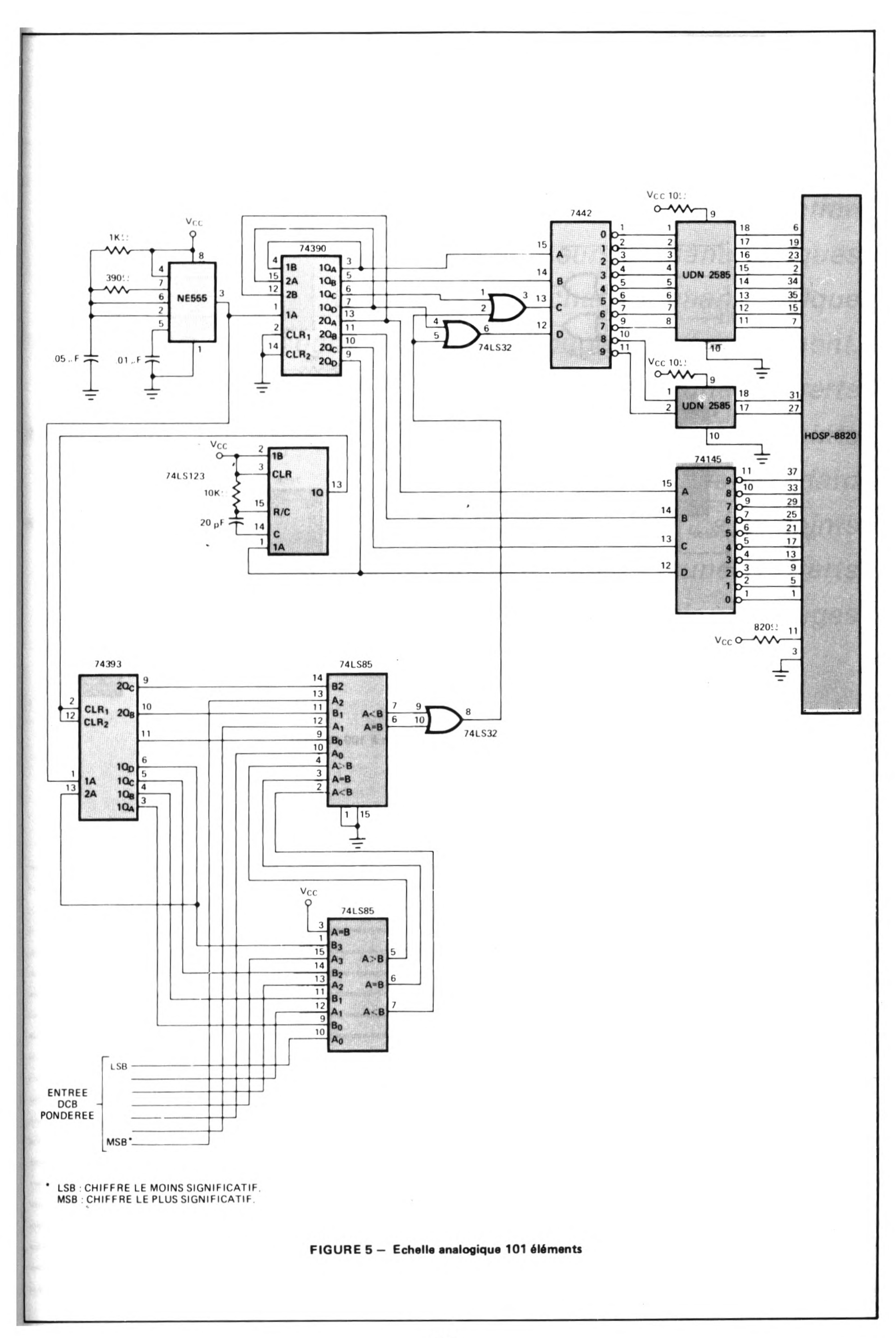
dans laquelle l'intensité lumineuse, η, se détermine à partir de la courbe de la figure 3.

Le circuit de la figure 5 affiche une entrée binaire pondérée en forme d'échelle analogique ayant une résolution de 101 bits. L'élément de base du système est un compteur par 100 à décade type 74390. Les «1» issus du compteur commandent l'anode des DEL par l'intermédiaire d'un décodeur 7442. Le circuit UDN 2585 Sprague amplifie les crêtes de courant. Les sorties «10» du compteur commandent les groupes de cathode par l'intermédiaire d'un décodeur BCD décimal 74145. Un compteur binaire 7 bits 74393 suit le compteur à décade et se trouve remis à zéro après 100 comptes. Le comparateur 4 bits 74LS85 surveille les entrées du compteur binaire et des circuits extérieurs et coupe l'affichage lorsque le comptage binaire dépasse l'entrée binaire pondérée. Le premier élément de l'échelle est directement alimenté en CC.

Le circuit de la figure 6 utilise le HDSP-8820 comme indicateur à 100 positions. Deux mots d'entrée DCB déterminent la position de l'élément éclairé. Le rapport cyclique de l'afficheur, 1/100, est commandé par le signal $\overline{\text{ENABLE}}$ (validation).

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

La soudure du dispositif à la vague dépend du type d'installation utilisé et des processus suivi. Il est recommandé d'observer une période de refroidissement avant de procéder au nettoyage. Pour tout renseignement complémentaire, consulter Hewlett-Packard.



* LSB : CHIFFRE LE MOINS SIGNIFICATIF.
MSB : CHIFFRE LE PLUS SIGNIFICATIF.

FIGURE 5 – Echelle analogique 101 éléments

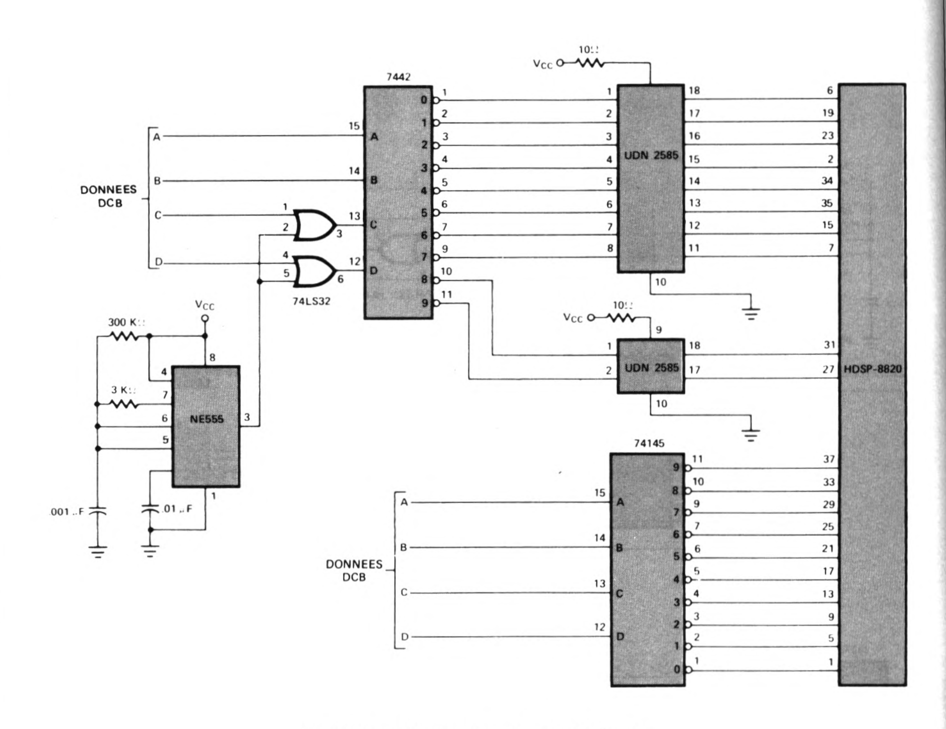
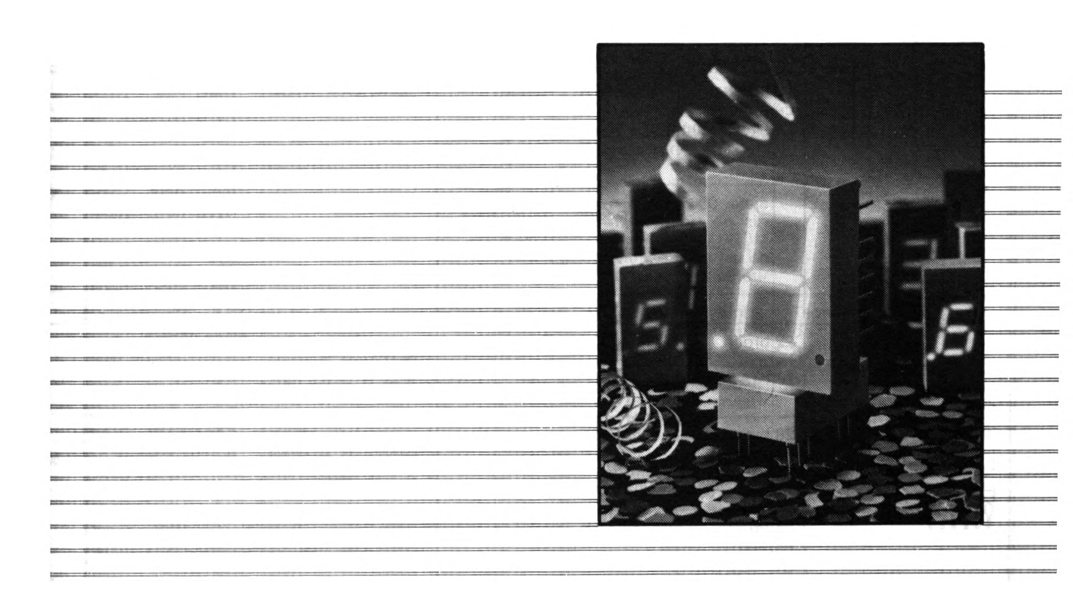


FIGURE 6 — Indicateur de position à 100 éléments

Afficheurs à semi-conducteurs

- *Guide de sélection*
- *Afficheurs alphanumériques*
- *Systèmes d'affichage alphanumérique*
- *Afficheurs sept segments rouges, rouges haut rendement, jaunes et verts*
- *Afficheurs numériques et hexadécimaux à matrice de points rouges standard*
- *Afficheurs numériques et hexadécimaux à matrice de points rouges haut rendement, jaunes et verts*
- *Afficheurs sept segments monolithiques rouges*



Afficheurs alphanumériques à DEL

	Boîtier	Référence	Couleur	Description	Applications	Page
	12 broches, céramique, DIP 7,62 mm, filtre de contraste rouge	HDSP-2000	Rouge	4 caractère alphanumériques, matrice 5 × 7, H = 3,8 mm, commande et registre à décalage intégrés	• Calculateurs prommables • Terminaux d'ordinateurs • Machines de gestion • Instrumentation médicale • Equipements de télécommunication, entrée et sorties de données, mobiles et portables Pour toute information complémentaire, consulter les notes d'applications 966 et 1001	44
	12 broches, céramique, DIP 7,62 mm, lentille non teintée	HDSP-2001	Jaune			
	12 broches, céramique DIP 7,62 mm lentille non teintée	HDSP-2002	Rouge haut rendement			
	12 broches, céramique, DIP 7,62 mm, filtre de contraste rouge	HDSP-2010	Rouge	4 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 3,8 mm, commande et registre à décalage intégrés. Plage de température étendue à − 40 °C Testés en qualité (T × V)	• Applications grande fiabilité avec gamme de température étendue • Terminaux entrée-sortie • Aviation	51
	12 broches céramique DIP 6,35 mm	HDSP-2300	Rouge faible consommation	4 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 4,87 mm	• Aviation • Matériels militaires • Équipements au sol • Cocktails • Equipements embarqués • Equipements médicaux • Surveillance de processus industriels • Périphériques et terminaux d'ordinateurs • Equipements de métrologie • Système fonctionnant sous fort éclairage ambiant NOTE : consulter les notes d'applications 966 et 1001	54
		HDSP-2301	Jaune ultra-lumineux			
		HDSP-2302	Rouge HR ultra-lumineux			
	28 broches céramique DIP 15,24 mm	HDSP-2490	Rouge '	4 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 6,9 mm		60
		HDSP-2491	Jaune ultra-lumineux			
		HDSP-2492	Rouge haut rendement ultra-lumineux			
	22 broch. hermét. DIP 15,2 mm	5082-7100	Rouge	3 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 6,9 mm. Lentille non teintée	Usage général : • Machines de gestion • Calculateurs • Applicateurs nécessitant une grande fiabilité Pour toute information complémentaire, consulter la note d'application 931 sur les afficheurs alphanumériques	66
	28 broch. hermét. DIP 15,2 mm	5082-7101		4 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 6,9 mm. Lentille non teintée		
	36 broch. hermét. DIP 15,2 mm	5082-7102		5 caractères alphanumériques matrice 5 × 7, H = 6,9 mm. Lentille non teintée		

Afficheurs alphanumériques à DEL (suite)

	Boîtier	Référence	Couleur	Description	Applications	Page
	26 broches, DIP 15,2 mm	HDSP-6300	Rouge	8 caractères alphanumériques 16 segments, H = 3,56 mm	• Terminaux et périphériques d'ordinateurs • Unités de secours mobiles pour ordinateurs • Tableaux de bord sur véhicules • Calculateurs de bureau • Instruments portables Pour toute information complémentaire, consulter la note d'application 931	75
	22 broches, DIP 15,2 mm	HDSP-6504		4 caractères alphanumériques 16 segments, H = 3,8 mm		70
	26 broches, DIP 15,2 mm	HDSP-6508		8 caractères alphanumériques 16 segments, H = 3,8 mm		

Systèmes d'affichage alphanumérique

	Dimensions	Référence	Description	Applications	Page
	162,56 × 58,42 × 7,11 mm	HDSP-2416	Affichage 16 caractères sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-2000 (4)	• Terminaux d'entrée de données • Instrumentation • Machines à écrire électroniques Pour toute information complémentaire, consulter la note d'applications 1001	80
		HDSP-2424	Affichage 24 caractères sur une ligne, constituée d'afficheurs HDSP-2000 (5)		
		HDSP-2432	Affichage 32 caractères sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-2000 (8)		
	177,8 × 58,42 × 7,1 mm	HDSP-2440	Affichage 40 caractères sur une ligne constitué d'afficheurs HDSP-2000 (10)		
	171,22 × 58,42 × 16,51 mm	HDSP-2470	Interface pour HDSP-2000 avec décodeur 64 caractères ASCII intégré		
		HDSP-2471	Interface pour HDSP-2000 avec décodeur 128 caractères ASCII intégré		
		HDSP-2472	Interface pour HDSP-2000 sans décodeur ASCII, support de circuit intégré 24 broches pour PROM 1 k × 8 programmée avec jeu de caractères propres à l'utilisateur		
	167,64 × 58,42 × 33 mm	HDSP-8716	Affichage 16 caractères alphanumériques sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-6508	• Terminaux d'entrée de données • Instrumentations • Machines à écrire électroniques	92
		HDSP-8724	Affichage 24 caractères alphanumériques sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-6508		
	218,44 × 58,42 × 33 mm	HDSP-8732	Affichage 32 caractères alphanumériques sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-6508		
	269,24 × 58,42 × 33 mm	HDSP-8740	Affichage 40 caractères alphanumériques sur une ligne, constitué d'afficheurs HDSP-6508		

Afficheurs 7 segments rouges, rouges haut rendement, jaunes, verts

Boîtier	Référence	Description	Iv typique à 20 mA	Page
DIL 10,92 mm Dimensions : 19,05 × 10,16 × 4,57 mm	5082-7610	Rouge haut rendement, anode commune, point décimal à gauche (14 broches, epoxy), H = 7,62 mm	3 mcd/seg.	112
	5082-7611	Rouge haut rendement, anode commune, point décimal à droite (14 broches, epoxy), H = 7,62 mm		
	5082-7613	Rouge haut rendement, cathode commune, point décimal à droite (10 broches, epoxy), H = 7,62 mm		
	5082-7616	Rouge HR, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,11 mm		
	5082-7620	Jaune, anode commune, pdg. 14 broches epoxy, H = 7,62 mm	2,3 mcd/seg.	
	5082-7621	Jaune, anode commune, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	5082-7623	Jaune, cathode commune, pdd, 10 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	5082-7626	Jaune, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,11 mm		
	5082-7630	Vert, anode commune, pdg, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm	780 μcd/seg.	
	5082-7631	Vert, anode commune, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	5082-7633	Vert, cathode commune, pdd, 10 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	5082-7636	Vert, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,11 mm		
DIL 10,92 mm Dimensions : 19,05 × 12,7 × 6,35 mm	5082-7650	Rouge HR, anode commune, pdg, H = 10,9 mm	3 mcd/seg.	
	5082-7651	Rouge HR, anode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7653	Rouge HR, cathode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7656	Rouge HR, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 10,36 mm		
	5082-7660	Jaune, anode commune, pdg, H = 10,9 mm	2,3 mcd/seg.	
	5082-7661	Jaune, anode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7663	Jaune, cathode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7666	Jaune, indicateur polarité et dépassement branchement universel, pdd, H = 10,36 mm		
	5082-7670	Vert, anode commune, pdg, H = 10,9 mm	780 μcd/seg.	
	5082-7671	Vert, anode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7673	Vert, cathode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	5082-7676	Vert, indicateur de polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 10,36 mm		

Afficheurs 7 segments rouges, rouges haut rendement, jaunes, verts

Boîtier	Référence	Description	Iv typique à 20 mA	Page
	5082-7730	Rouge, anode commune, pdg, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	5082-7731	Rouge, anode commune, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
DIL 10,92 mm Dimensions : 19,05 × 10,08 × 4,57 mm	5082-7736	Rouge indicateur de polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 7,11 mm		
	5082-7740	Rouge, cathode comune, pdd, 10 broches epoxy, H = 7,62 mm	700 µcd/seg.	118
	5082-7750	Rouge, anode commune, pdg, H = 10,92 mm		
	5082-7751	Rouge, anode commune, pdd, H = 10,92 mm		
DIL 7,62 mm Dimensions : 19,05 × 12,7 × 6,35 mm	5082-7756	Rouge, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 10,36 mm		
	5082-7760	Rouge, cathode commune, pdd		
	HDSP-5301	Rouge, anode commune, pdd		
	HDSP-5303	Rouge, cathode commune, pdd	900 µcd/seg.	
	HDSP-5307	Rouge, ± 1, anode commune		
	HDSP-5308	Rouge, ± 1, cathode commune		
	HDSP-5501	Rouge haut rendement, anode commune, pdd		
	HDSP-5503	Rouge haut rendement, cathode commune, pdd	4,6 mcd/seg.	
	HDSP-5507	Rouge haut rendement ± 1, anode commune		
	HDSP-5508	Rouge haut rendement ± 1, cathode commune		122
	HDSP-5701	Jaune, anode commune, pdd		
	HDSP-5703	Jaune, cathode commune, pdd	3,6 mcd/seg.	
	HDSP-5707	Jaune, ± 1, anode commune		
	HDSP-5708	Jaune, ± 1, cathode commune		
	HDSP-5801	Vert, anode commune, pdd		
	HDSP-5803	Vert, cathode commune pdd	600 µcd/seg.	
DIL 14,2 mm Dimensions : 17,02 × 12,57 × 8 mm	HDSP-5807	Vert, ± 1, anode commune		
	HDSP-5808	Vert, ± 1, cathode commune		
	HDSP-3400	Rouge, anode commune, pdg		
	HDSP-3401	Rouge, anode commune, pdd		
	HDSP-3403	Rouge, cathode commune, pdd	900 µcd/seg.	128
	HDSP-3405	Rouge, cathode commune, pdg		
DIL 20,32 mm Dimensions : 27,7 × 20 × 8,4 mm	HDSP-3406	Rouge, indicateur de dépassement et polarité universel, H = 18,87 mm, pdd		

Afficheurs 7 segments rouges, rouges haut rendement, jaunes pour fort éclairage ambiant

Boîtier	Référence	Description	Iv typique à 100mA crête Facteur cyclique 1/5	Page
DIL 7,62 mm Dimensions : 19,05 × 10,16 × 4,57 mm	HDSP-3530	Rouge HR, anode commune, pdg. 14 broches epoxy, H = 7,62 mm	4,5 mA/seg	
	HDSP-3531	Rouge HR, anode commune, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	HDSP-3533	Rouge HR, cathode commune, pdd, 10 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	HDSP-3536	Rouge HR, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,11 mm		
	HDSP-4030	Jaune, anode commune, pdg, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	HDSP-4031	Jaune, anode commune, pdg, 14 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	HDSP-4033	Jaune, cathode commune, pdd, 10 broches epoxy, H = 7,62 mm		
	HDSP-4036	Jaune, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, 14 broches epoxy, H = 7,11 mm		
DIL 10,92 mm Dimensions : 19,05 × 12,7 × 6,6 mm	HDSP-3730	Rouge HR, anode commune, pdg, H = 10,9 mm	5 mcd/seg	
	HDSP-3731	Rouge HR, anode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	HDSP-3733	Rouge HR, cathode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	HDSP-3736	Rouge HR, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 10,36 mm		
	HDSP-4130	Jaune, anode commune, pdg, H = 10,9 mm		
	HDSP-4131	Jaune, anode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	HDSP-4133	Jaune, cathode commune, pdd, H = 10,9 mm		
	HDSP-4136	Jaune, indicateur polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 10,56 mm		104
14,2 mm (.56") Dual-In-Line .67" x .49"W x .31"D	HDSP-5531	Rouge HR, anode commune, pdd, H = 14,2 mm	7,0 mcd/seg	
	HDSP-5533	Rouge HR, cathode commune, pdd, H = 14,2 mm		
	HDSP-5537	Rouge HR, ± 1, anode commune, H = 14,2 mm		
	HDSP-5538	Rouge HR, ± 1, cathode commune, H = 14,2 mm		
	HDSP-5731	Jaune, anode commune, pdd, H = 14,2 mm		
	HDSP-5733	Jaune, cathode commune, pdd, H = 14,2 mm		
	HDSP-5737	Jaune, ± 1, anode commune, H = 14,2 mm		
	HDSP-5738	Jaune, ± 1, cathode commune, H = 14,2 mm		
20.32 (.8") Dual-In-Line 1.09"H x .78"W x .33"D (18 Pin Expoxy)	HDSP-3900	Rouge HR, anode commune, pdg, H = 20,32 mm		
	HDSP-3901	Rouge HR, anode commune, pdd, H = 20,32 mm		
	HDSP-3903	Rouge HR, cathode commune, pdd, H = 20,32 mm		
	HDSP-3905	Rouge HR, cathode commune, pdg, H = 20,32 mm		
	HDSP-3906	Rouge HR, indicateur de polarité et dépassement, branchement universel, pdd, H = 18,87 mm		
	HDSP-4200	Jaune, anode commune, pdg, H = 20,32 mm		
	HDSP-4201	Jaune anode commune, pdd, H = 20,32 mm		
	HDSP-4203	Jaune, cathode commune, pdd, H = 20,32 mm		
	HDSP-4205	Jaune, cathode commune, pdg, H = 20,32 mm		
	HDSP-4206	Jaune, indicateur de polarité et dépassement branchement universel, pdd, H = 18,87 mm		

Note : pdd = point décimal à droite - pdg = point décimal à gauche.

Afficheurs numériques et hexadécimaux rouges standard à matrice de points

	Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
(A) (B) (C) (D)	8 broches époxy DIP 15,2 mm H = 7,4 mm	5082-7300 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	Usage général : • Équipements de mesure • Machines de gestion • Périphériques d'ordinateur • Aviation Pour toute information complémentaire, consulter la note d'application 934	132
		5082-7302 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7340 (C)	Matrice 4 × 7, hexadecimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7304 (D)	Indicateur de polarité (+ , −), dépassement		
	8 broches verre-céramique DIP 15,2 mm H = 7,4 mm	5082-7356 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, mm décodeur, ampli, mémoire intégrés	• Instrumentation médicale • Équipements industriels et commandes de machines • Ordinateurs • Tout équipement nécessitant des intégrés verre/céramique	136
		5082-7357 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7359 (C)	Matrice 4 × 7, hexadecimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7358 (D)	Indicateur de polarité (+, −), dépassement		
	8 broches dorées hermétique, DIP 15,2 mm, H = 7,4 mm	4N51 (5082-7391) (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais groupe B	• Équipements embarqués (terre, air, mer) • Sécurité, incendie • Espace • Équipements demandant une grande fiabilité	141
		4N52 (5082-7392) (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
		4N54 (5082-7395) (C)	Matrice 4 × 7, hexadecimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
		4N53 (5082-7393) (D)	Indicateur de polarité TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		

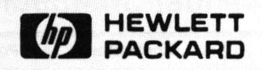
Notes : Abréviations : AC : anode commune ; CC : cathode commune ; pdd : point décimal à droite ; pdg : point décimal à gauche ; pdc : point décimal centré ; Rouge HR : rouge haut rendement ; H : hauteur chiffre en mm.

Afficheurs numériques et hexadécimaux rouges haut rendement, jaunes et verts à matrice de points

Boîtier	Référence	Description	Couleur	Applications	Page
(A) (B)	HDSP-0760 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	Rouge haut rendement faible consom-mation	• Matériels militaires • Équipements à terre • Aviation • Grande fiabilité	
	HDSP-0761 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0762 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0763 (D)	Dépassement ± 1			
(C) (D)	HDSP-0770 (A)	Matricle 4 × 7, numérique, pdd, H = 7,4 mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés	Rouge haut rendement ultra-lumineux	• Systèmes fonction-nant sous fort éclairage ambiant • Tableaux de bord, aviation, marine • Grande fiabilité	
	HDSP-0771 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HSDP-0772 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HSDP-0763 (D)	Dépassement ± 1			147
	HDSP-0860 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	Jaune	• Ordinateurs • Sécurité incendie • Matériels militaires • Grande fiabilité	
	HDSP-0861 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0862 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0863 (D)	Dépassement ± 1			
	HDSP-0960 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	Vert	• Ordinateurs • Sécurité incendie • Matériels militaires • Grande fiabilité	
	HDSP-0961 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0962 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal décodeur, ampli, mémoire intégrés			
H = 7,4 mm Boîtier 8 broches verre-céramique, DIL 15,2 mm	HDSP-0963 (D)	Dépassement ± 1			

Afficheurs 7 segments monolithiques à DEL rouges

	Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
	12 broches, epoxy, DIP 7,62 mm	5082-7404	Rouge, 4 chiffres, pdc, H = 2,79 mm	Marché des petits afficheurs : • Appareils portables alimentés sur batteries • Calculateurs de poche • Compteurs numériques • Thermomètres numériques • Micromètres numériques • Chronomètres • Appareils photographiques • Copieurs • Périphériques de téléphone numériques • Terminaux d'entrée de données • Taximètres Pour toute information complémentaire, consulter la note d'application 937	153
	14 broches epoxy, DIP 7,62 mm	5082-7405	Rouge, 5 chiffres, pdc, H = 2,79 mm		
	12 broches, epoxy, DIP 7,62 mm	5082-7414	Rouge, 4 chiffres, pdd, H = 2,79 mm		
	14 broches, epoxy, DIP 7,62 mm	5082-7415	Rouge, 5 chiffres, pdd, H = 2,79 mm		
	12 broches, epoxy, DIP 7,62 mm	5082-7432	Rouge, 2 chiffres à droite, pdd, H = 2,79 mm		
		5082-7433	Rouge, 3 chiffres, pdd, H = 2,79 mm		
	Carte longueur 50,8 mm (Encartable)	5082-7441	Rougé, 9 chiffres, sur circuit imprimé, H = 2,67 mm, sortie connecteur encartable 17 cont.		158
	Carte longueur 69,85 mm (Encartable)	5082-7446	Rouge, 16 chiffres, sur circuit imprimé, H = 2,92 mm, sortie connecteur encartable 24 cont.		
	Carte longueur 50,8 mm (Encartable)	5082-7285	Rouge, 5 chiffres, sur circuit imprimé, pdd, H = 4,45 mm, sortie connecteur encartable 15 cont.		
	Carte longueur 91,2 mm (Encartable)	5082-7295	Rouge, 15 chiffres, sur circuit imprimé, pdd, H = 4,45 mm, sortie connecteur encartable 23 cont.		



COMPOSANTS

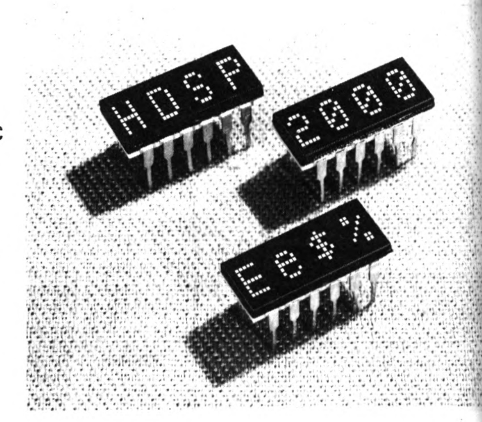
AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES 5x7 A 4 CARACTÈRES DE 3,8 mm

ROUGE STANDARD • HDSP-2000
JAUNE • HDSP-2001
ROUGE HAUT RENDEMENT • HDSP-2002

FICHE TECHNIQUE AVRIL 198

Particularités

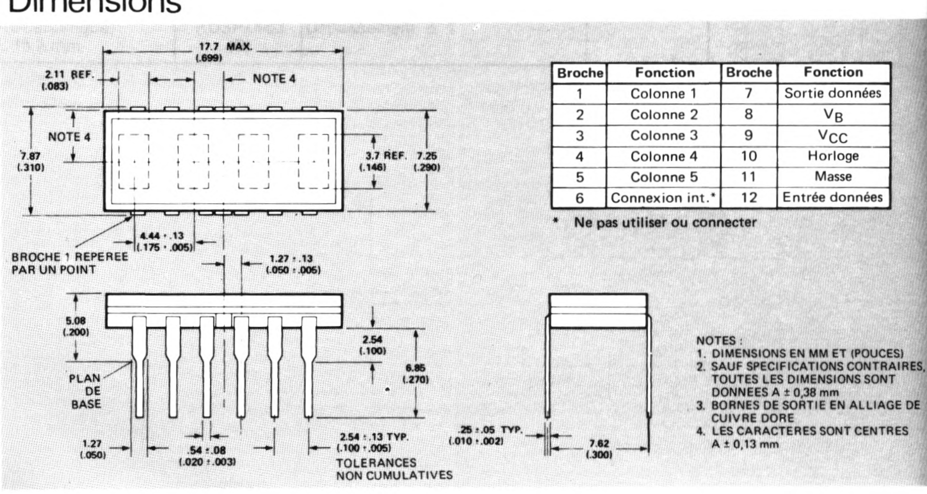
- TROIS VERSIONS
  Rouge standard : faible consommation
  Jaune : grande luminosité
  Rouge haut rendement : grande luminosité
- REGISTRES A DECALAGE INTEGRES AVEC ETAGES PILOTES REGULES EN COURANT
- BOITIER CERAMIQUE DIP 7,62 mm COMPACT
- GRAND ANGLE DE VISION
- BOITIERS A 4 CARACTERES ALIGNABLES
- NOMBRES DE SORTIES REDUIT
  12 broches pour 4 caractères
- COMPATIBLE TTL
- AFFICHAGE PAR MATRICE DE 5x7 DEL, CODE ASCII COMPLET
- TRIES PAR CATEGORIE LUMINEUSE
- AFFICHEURS JAUNES HDSP-2001 TRIES PAR COULEUR



Description

Les afficheurs HDSP-2000, -2001, -2002 sont constitués de quatre réseaux de 5x7 DEL, de 3,8 mm de hauteur. Ils permettent de visualiser des informations alphanumériques. Ils sont disponibles en rouge standard, jaune et rouge haut rendement. Ils se présentent sous la forme d'un boîtier de 4 caractères avec 12 sorties DUAL-IN-LINE. Un registre à décalage à 7 bits SIPO (entrée série-sortie parallèle) associé à chaque caractère commande les étages pilotes à courant constant des lignes de DEL. L'affichage d'un caractère complet est réalisé par multiplexage extérieur de chaque colonne.

Dimensions



Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Colonne 1	7	Sortie données
2	Colonne 2	8	V_B
3	Colonne 3	9	V_{CC}
4	Colonne 4	10	Horloge
5	Colonne 5	11	Masse
6	Connexion int.*	12	Entrée données

* Ne pas utiliser ou connecter

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. SAUF SPECIFICATIONS CONTRAIRES, TOUTES LES DIMENSIONS SONT DONNEES A ± 0,38 mm
3. BORNES DE SORTIE EN ALLIAGE DE CUIVRE DORE
4. LES CARACTERES SONT CENTRES A ± 0,13 mm

Limites absolues de fonctionnement HDSP-2000, -2001, -2002

Tension d'alimentation continue, V_{CC}, par rapport à la masse . . . . – 0,5 V à + 6 V
Entrées, sortie des données, V_B . . . . – 0,5 V à V_{CC}
Tension d'entrée colonnes, V_{COL} . . . . – 0,5 V à + 6 V
Température de fonctionnement à l'air libre, T_A (2) . . . . – 20°C à + 85°C
Température de stockage, T_S . . . . – 55°C à + 100°C
Dissipation maximale admissible par boîtier à T_A = 25°C (1, 2, 3) . . . . 1,24 W
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base avec t < 5 s . . . . 260°C

Conditions de fonctionnement recommandées

HDSP-2000, -2001, -2002

Paramètre	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,75	5	5,25	V
Courant de sortie données - état bas	I_{OL}			1,6	mA
Courant de sortie données - état haut	I_{OH}			– 0,5	mA
Tension d'entrée colonne - colonne excitée (HDSP-2000)	V_{COL}	2,4		3,5	V
Tension d'entrée colonne - colonne excitée (HDSP-2001, -2002)	V_{COL}	2,75		3,5	V
Temps de préétablissement	t_{setup}	70	45		ns
Temps de maintien	t_{hold}	30	0		ns
Horloge - largeur des impulsions	$t_{w(clock)}$	75			ns
Horloge - fréquence	f_{clock}	0		3	MHz
Horloge - temps de transition à la décroissance	t_{THL}			200	ns
Température de fonctionnement à l'air libre	T_A	– 20		85	°C

Caractéristiques électriques pour T_A comprise entre -20 et +70°C (sauf spécifications contraires)

HDSP-2000

Description	Symbole	Condition d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant d'alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,25 V $V_{CLOCK} = V_{DATA}$ = 2,4 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V		45	60	mA
			V_B = 2,4 V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{COL} = 3,5 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V			1,5	mA
			V_B = 2,4 V		335	410	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 3,5 V T_j = 25°C (6)	V_B = 2,4 V	105	200		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL}$ = 4,75 V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 horloge	I_{IH}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IH} = 2,4 V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 horloge	I_{IL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IL} = 0,4 V			–500	–800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 données	I_{IL}				–250	–400	µA
Tension sortie de données niveau haut	V_{OH}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OH} = –0,5 mA, V_{COL} = 0 V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données niveau bas	V_{OL}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OL} = 1,6 mA, V_{COL} = 0 V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 2,6 V 15 DEL éclairées par caractère	V_B =2,4 V		0,58		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				655		nm
Longueur d'onde dominante (5, 7)	λ_d				639		nm
Résistance thermique jonction-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/ dispositif

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25°C, sauf spécifications contraires
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères allumés

Notes :

1. Le fonctionnement est possible au-dessus d'une température ambiante de 85°C à condition que la température de jonction, T_J, ne dépasse pas 125°C et celle du boîtier (mesurée sur la broche 1 ou sous le boîtier), T_C, 100°C
2. Au-dessus de 50°C, la puissance dissipée doit être réduite de 16,7 mW/°C. Cette réduction correspond à un dispositif monté sur un support dont la résistance thermique boîtier-ambiante est de 35°C/W par dispositif. Voir la figure 2, pour des résistances thermiques plus faibles
3. La dissipation maximale admissible est calculée en fonction de $V_{CC} = V_B$ = 5,25 V et V_{COL} = 3,5 V pour 20 DEL allumées par caractère

HDSP-2001

Description	Symbole	Condition d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant d'alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5,25$ V $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2,4$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0,4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2,4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{COL} = 3,5$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0,4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2,4$ V		335	410	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3,5$ V $T_i = 25°C$ (6)	$V_B = 2,4$ V	400	750		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4,75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{IH} = 2,4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{IL} = 0,4$ V			−500	−800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 données	I_{IL}				−250	−400	µA
Tension sortie de données niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4,75$ V, $I_{OH} = -0,5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4,75$ V, $I_{OL} = 1,6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2,6$ V 15 DEL éclairées par caractère	$V_B = 2,4$ V		0,63		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				583		nm
Longueur d'onde dominante (5, 7)	λ_d				585		nm
Résistance thermique jonction-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/ dispositif

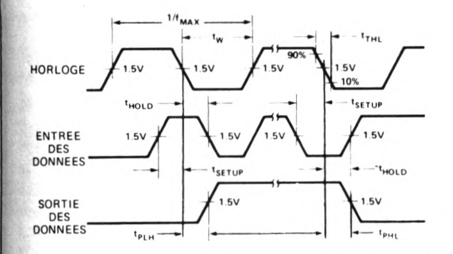
HDSP-2002

Description	Symbole	Condition d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant d'alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5,25$ V $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2,4$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0,4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2,4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{COL} = 3,5$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0,4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2,4$ V		335	410	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3,5$ V $T_i = 25°C$ (6)	$V_B = 2,4$ V	400	1430		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4,75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{IH} = 2,4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5,25$ V, $V_{IL} = 0,4$ V			−500	−800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 données	I_{IL}				−250	−400	µA
Tension sortie de données niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4,75$ V, $I_{OH} = -0,5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4,75$ V, $I_{OL} = 1,6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2,6$ V 15 DEL éclairées par caractère	$V_B = 2,4$ V		0,63		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				635		nm
Longueur d'onde dominante (5, 7)	λ_d				626		nm
Résistance thermique jonction-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/ dispositif

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°C$, sauf spécifications contraires
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères allumés

Notes :

4. Les boîtiers sont triés par catégorie lumineuse; celle-ci est précisée sur le fond du boîtier par une lettre code
5. Le HDSP-2001 est trié par couleur; celle-ci étant indiquée par un chiffre code
6. T_i, température initiale du boîtier avant la mesure de lumière
7. La longueur d'onde dominante, λ_d, est directement issue du diagramme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde qui définit de façon précise la couleur
8. La stérance lumineuse des DEL doit être calculée en utilisant la formule suivante :
   L_V (Lux) = I_V (Cd)/A (m^2)
   L_V (fL) = πI_V (Cd)/A ($pied^2$) avec A = $5,3 \times 10^{-8}$ m^2 = $5,8 \times 10^{-7}$ $pieds^2$



Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Fréquence d'horloge max. f_{max}				3	MHz
Temps de propagation T_{PLH}, T_{PHL} entre horloge et sortie des données	C_L=15pF R_L=2,4kΩ			125	ns

FIGURE 1 — Caractéristiques de commutation des HDSP-2000, -2001 et -2002 (T_A = − 20°C à + 70°C)

HDSP-2000

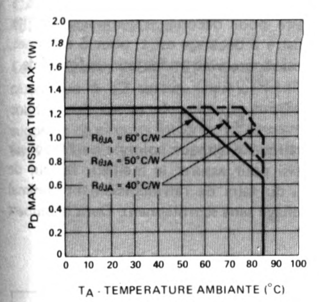


FIGURE 2 — Dissipation maximale en fonction de la température

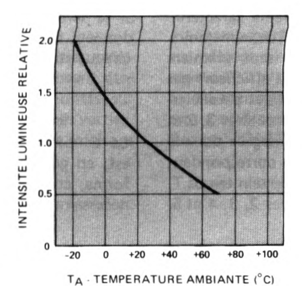


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction de la température

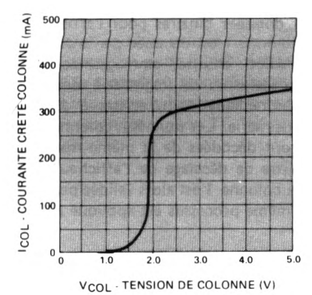


FIGURE 4 — Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

HDSP-2001, -2002

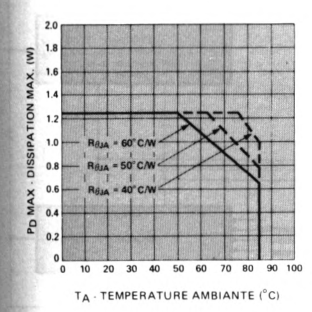


FIGURE 5 — Dissipation maximale en fonction de la température

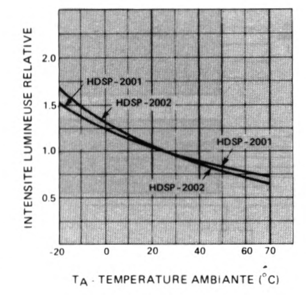


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction de la température

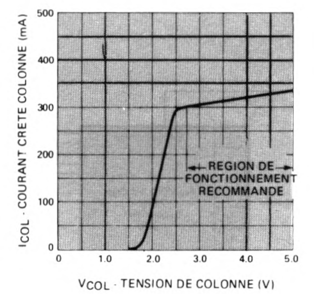


FIGURE 7 — Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs à 4 caractères HDSP-200X ont été conçus pour être intégrés avec le maximum de souplesse aux équipements électroniques. Chaque afficheur à 4 caractères comporte une entrée et une sortie de données disposées de telle façon qu'une fois le boîtier placé sur une carte de circuits imprimés, il soit facile d'interconnecter jusqu'à 80 caractères, commandés à partir d'un seul générateur de caractères. La sortie des données correspond à la sortie du 7ème bit du registre à décalage du 4ème caractère de l'afficheur. La synchronisation du registre à décalage se fait sur le front descendant du signal d'horloge. Les colonnes de même ordre de chacun des caractères sont reliées à une même broche de sortie. La figure 8 donne le schéma de principe du HDSP-200X. Une donnée niveau haut vrai, issue du registre à décalage, permet le passage du courant dans l'étage pilote associé à chacune des lignes du réseau de 5x7 DEL.

L'entrée V_B compatible TTL peut être soit raccordée directement à l'entrée V_{CC} pour avoir une intensité lumineuse maximale, soit modulée en impulsion pour être maître de l'intensité lumineuse et réduire la consommation.

Le système de commande normal est résumé par le bloc-diagramme de la figure 9. Dans ce schéma, correspondant aux données binaires pour l'affichage du 4ème caractère, la colonne 1 est décodée par la sortie ligne 7 de la mémoire ROM et, ensuite, emmagasinée dans les sept premiers emplacements du registre à décalage de l'afficheur par l'intermédiaire d'un registre à décalage entrées parallèles-sorties série. Les données, colonne 1, des caractères 3, 2 et 1 sont décodées de la même manière et chargées dans le registre de décalage de l'afficheur. L'entrée correspondant à la colonne 1 est alors validée pendant un certain temps T. Le même processus est appliqué aux colonnes 2, 3, 4 et 5.

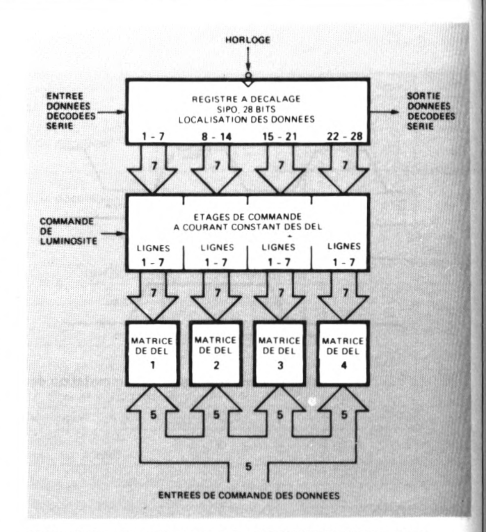


FIGURE 8 – Bloc diagramme des HDSP-2000, -2001, -2002

Si le temps nécessaire pour décoder et emmagasiner les données dans le registre à décalage est t, pour 5 colonnes, chaque colonne fonctionnera avec un facteur de forme de :

$$DF = \frac{T}{5\,(t + T)}$$

Le temps, t + T, attribué à chaque colonne de l'afficheur est, en général, choisi pour assurer le meilleur facteur de forme, compte tenu du taux de rafraîchissement minimal nécessaire à un affichage sans scintillement. Dans la plupart

FIGURE 9 – Bloc diagramme du principe de l'affichage

des cas, lorsque l'on utilise le multiplexage des afficheurs, chaque colonne doit être rafraîchie à une cadence égale ou supérieure à 100 fois par seconde.

Pour 5 colonnes adressées, le taux de rafraîchissement donne la valeur suivante à t + T :

$$\frac{1}{5 \times 100} = 2 \text{ ms}$$

Si le système travaille avec une fréquence d'horloge de 3 MHz maximum, il est possible de maintenir $t \ll T$. Pour des afficheurs comportant peu de caractères, on peut atteindre un facteur de forme de 20%. Pour des afficheurs comprenant un grand nombre de caractères, il peut descendre à moins de 10% tout en conservant une bonne luminosité dans la plupart des cas. Pour des informations plus complètes, consulter les Notes d'Applications AN1001, 966 et le Bulletin d'Application AB56.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES ET THERMIQUES

Les afficheurs HDSP-200X sont fournis en boîtier verre-céramique à 12 sorties DUAL-IN-LINE. Ils peuvent être soudés sur cartes de circuits imprimés ou montés sur supports de circuits intégrés. Ils peuvent être alignés verticalement ou horizontalement pour réaliser des combinaisons quelconques de caractères. Ils peuvent être utilisés dans un large éventail de température ou de tensions d'alimentation. Leur fonctionnement à pleine puissance ($V_{CC} = V_B =$ 5,25 V et V_{COL} = 3,5 V), dans le cas où la résistance thermique entre la jonction et l'ambiance est la plus défavorable (60°C/W/dispositif), est possible jusqu'à une température ambiante de 50°C. Au-dessus de 50°C, la dissipation maximale du dispositif doit être réduite linéairement de 16,7 mW/°C (voir figure 5).

La réduction de la puissance dissipée peut se réaliser de plusieurs façons : soit réduire la tension d'alimentation (4,75 minimal), soit réduire la tension d'entrée colonne, V_{COL}, jusqu'à 2,4 V pour le HDSP-2000 ou 2,75 V pour les HDSP-2001 et -2002, soit en réduisant le courant de commande moyen en modulant V_B par des impulsions de largeurs variables.

Les afficheurs HDSP-200X possèdent un filtre de contraste intégré à la lentille de verre. Il peut être intéressant d'ajouter des filtres de contraste additionnels dans certaines utilisations. Nous vous suggérons d'utiliser les filtres suivants (ou équivalents d'autres marques) : Panelgraphic Ruby Red 60, SGL Homalite H100-1605, Plexiglass 2423 pour le HDSP-2000 et Panelgraphic Gray 10, SGL Homalite H100-1266 Gray, 3M Light Control Film (filtre à volets) ou Optical Coating Labs Sunguard pour les HEDS-2001 et -2002 sous fort éclairage ambiant.

Le nettoyage des broches après soudure peut se faire à l'eau, au mélange Fréon-alcool préconisé pour le nettoyage à la vapeur (2 mn maximum à la vapeur, au point d'ébullition) ou au mélange Fréon-alcool pour le nettoyage à la température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF, Fréon TE, Genesolv DI-15, Genesolv DE-15.



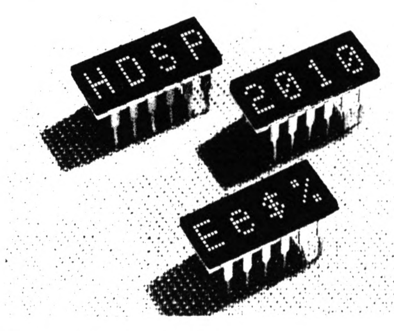
AFFICHEURS 5 x 7 A 4 CARACTÈRES DE 3,8 mm A PLAGE DE TEMPÉRATURE ÉTENDUE

ROUGE STANDARD • HDSP-2010 • TXV-2010

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Particularités

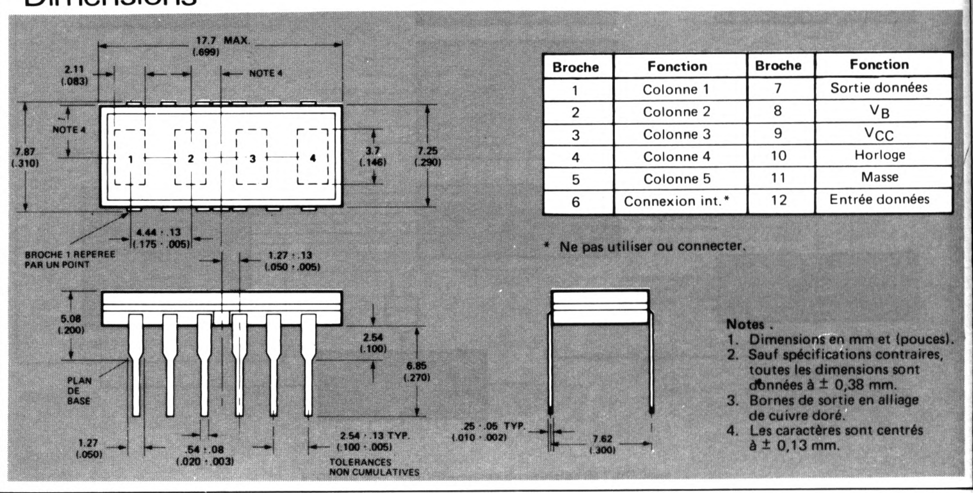
- FONCTIONNEMENT GARANTI JUSQU'A UNE TEMPERATURE AMBIANTE DE – 40°C
- HERMETICITE GARANTIE
  Afficheurs en version TXV disponibles
- CONTROLES EN TEMPERATURE A 100% ENTRE – 55°C ET + 100°C
- BROCHES DOREES
- REGISTRES A DECALAGE INTEGRES AVEC ETAGES PILOTES REGULES EN COURANT
- BOITIERS DIP CERAMIQUES 7,62 mm
  Avec filtre de contraste en verre rouge intégré
- GRAND ANGLE DE VISION
- BOITIERS ALIGNABLES A 4 CARACTERES
- NOMBRE DE SORTIES REDUIT
  12 broches pour 4 caractères
- COMPATIBILITE TTL
- AFFICHAGE PAR MATRICE DE DEL 5 x 7 CODE ASCII COMPLET
- ROBUSTE, LONGUE DUREE DE VIE
- CLASSEMENT PAR CATEGORIES LUMINEUSES
  Permet de réaliser des afficheurs à plusieurs modules, de luminosité uniforme



Description

L'afficheur HDSP-2010 est destiné aux applications nécessitant une très grande fiabilité. Le caractère de 3,8 mm de hauteur est constitué par une matrice de DEL 5 x 7 permettant l'affichage en alphanumérique. Il se présente sous forme d'un boîtier à 4 caractères avec 12 sorties DUAL-IN-LINE. Un registre à décalage à 7 bits SIPO (entrée série - sortie parallèle) associé à chaque caractère commande les étages pilotes à courant constant des lignes de DEL. L'affichage d'un caractère complet est réalisé par multiplexage extérieur de chaque colonne. Les amplificateurs d'attaque à courant constant sont programmables extérieurement et peuvent débiter 13,5 mA crête par diode. Il peut équiper les terminaux Entrée/Sortie en mode conversationnel, les matériels embarqués sur avion, les équipements de télécommunication ou portables nécessitant des afficheurs alphanumériques.

Dimensions



Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Colonne 1	7	Sortie données
2	Colonne 2	8	V_B
3	Colonne 3	9	V_{CC}
4	Colonne 4	10	Horloge
5	Colonne 5	11	Masse
6	Connexion int.*	12	Entrée données

* Ne pas utiliser ou connecter.

Notes.
1. Dimensions en mm et (pouces).
2. Sauf spécifications contraires, toutes les dimensions sont données à ± 0,38 mm.
3. Bornes de sortie en alliage de cuivre doré.
4. Les caractères sont centrés à ± 0,13 mm.

Limites absolues de fonctionnement

Tension d'alimentation continue V_{CC} par rapport à la masse .... – 0,5 V à + 6 V
Entrées, sortie des données, V_B .... – 0,5 V à V_{CC}
Tension d'entrée colonnes, V_{COL} .... – 0,5 V à + 6 V
Température ambiante de fonctionnement à l'air libre, T_A (2) .... – 40°C à + 85°C
Température de stockage, T_S .... – 55°C à + 100°C
Dissipation maximale admissible par boîtier à T_A = 25°C (1, 2, 6) .... 1,29 W
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base avec t < 5 s .... 260°C

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unités
Tension alimentation	V_{CC}	4,75	5,0	5,25	V
Courant de sortie données - Etat bas	I_{OL}			1,6	mA
Courant de sortie données - Etat haut	I_{OH}			– 0,5	mA
Tension d'entrée colonne - Colonne excitée	V_{COL}	2,6		V_{CC}	V
Temps de préétablissement	t_{setup}	70	45		ns
Temps de maintien	t_{hold}	30	0		ns
Horloge - Largeur des impulsions	$t_{w(clock)}$	75			ns
Horloge - Fréquence	f_{clock}	0		3	MHz
Horloge - Temps de transition à la décroissance	t_{THL}			200	ns
Température de fonctionnement à l'air libre	T_A	– 40		70	°C

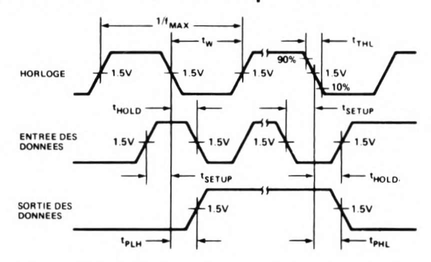
Caractéristiques électriques pour T_A comprise entre –40 et +70°C (sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unités
Courant alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,25 V, $V_{CLOCK} = V_{DATA}$ = 2,4 V, Tous registres à décalage = logique 1	V_B = 0,4 V		45	60	mA
			V_B = 2,4 V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{COL} = 3,5, Tous registres à décalage = logique 1	V_B = 0,4 V			1,5	mA
			V_B = 2,4 V		350	435	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (3, 7) (moyenne par caractère)	I_{VPEAK}	V_{CC} = 5,0 V, V_{COL} = 3,5 V, T_i = 25°C (4)	V_B = 2,4 V	105	200		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données, V_B	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL}$ = 4,75 V		2,0			V
Seuil niveau bas données, V_B	V_{IL}					0,8	V
Seuil niveau bas horloge	V_{IL}					0,6	V
Courant d'entrée niveau logique 1 horloge	I_{IH}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IH} = 2,4 V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 horloge	I_{IL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IL} = 0,4 V			– 500	– 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 données	I_{IL}				– 250	– 400	µA
Tension sortie de données niveau haut	V_{OH}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OH} = – 0,5 mA, V_{COL} = 0 V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données niveau bas	V_{OL}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OL} = 1,6 mA, V_{COL} = 0 V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier **	P_D	V_{CC} = 5,0 V, V_{COL} = 2,6 V, 15 DEL éclairées par caractère	V_B = 2,4 V		0,66		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				655		nm
Longueur d'onde dominante (5)	λ_d				640		nm
Fuites						5×10^{-7}	cc/s

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25°C, sauf spécifications contraires
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères éclairés

Notes :
1. Le fonctionnement au-dessus de 85°C est possible à condition que la température de la fonction ne dépasse pas 125°C et que celle du boîtier (mesurée sur la broche 1 ou sous le boîtier) ne soit pas supérieure à 100°C
2. La puissance dissipée sera réduite de 16,7 mW/°C au-dessus de 50°C. Cette réduction correspond à un dispositif monté sur un support ayant une résistance thermique de 35°C/W (voir figure 2)
3. Les boîtiers sont classés par catégorie lumineuse. Celle-ci est précisée sur le fond du boîtier
4. T_i, température initiale du boîtier avant la mesure de lumière
5. La longueur d'onde dominante, λ_d, est directement issue du diagramme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde qui définit de façon précise la couleur.
6. La dissipation maximale possible est calculée en fonction de $V_{CC} = V_B$ = 5,25 V, V_{COL} = 3,5 V, pour 20 DEL illuminées par caractère et un facteur cyclique de 20%
7. La stérance lumineuse des DEL doit être calculée en utilisant la formule suivante :
L_V (Lux) = I_V (Cd)/A (m²) L_V (fL) = πI_V (Cd)/A (pied²) avec A = $5{,}3 \times 10^{-8}$ m² = $5{,}8 \times 10^{-7}$ pied²

Conditions d´exploitation



Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unités
Fréquence d'horloge max. f max.				3	MHz
Temps de propagation T_{PLH}, T_{PHL} entre horloge et sortie des données	$C_L = 15$ pF $R_L = 2{,}4$ kΩ			125	ns

FIGURE 1 – Caractéristiques de commutation ($V_{CC} = 5$ V, $T_A = -40°C$ à $+70°C$

CARACTERISTIQUES MECANIQUES ET THERMIQUES

Les afficheurs HDSP-2010 sont fournis en boîtier verre/céramique à 12 sorties DUAL-IN-LINE. Ils peuvent être soudés sur cartes de circuits imprimés et montés sur supports de circuits intégrés, et être alignés verticalement ou horizontalement pour réaliser des combinaisons quelconques de caractères.

Il est possible de les faire fonctionner dans un large éventail de températures ou de tensions d'alimentation. Leur fonctionnement à pleine puissance à la température ambiante $T_A = 25°C$ ($V_{CC} = V_B = V_{COL} = 5{,}25$ V) est possible si la résistance thermique, à partir du plan de base, des broches au boîtier ne dépasse pas 35°C/W/boîtier. Pour fonctionner à une température ambiante T_A supérieure à 25°C, la dissipation maximale devra être diminuée linéairement de 16 mW/°C (voir Figure 2). Cette réduction de la dissipation pourra se faire soit en diminuant V_{COL}, soit en diminuant le courant moyen de commande, en jouant sur la largeur des impulsions de modulation de V_B.

Les afficheurs HDSP-2010 possèdent une lentille de verre intégrée. Il peut être intéressant d'ajouter des filtres de contraste additionnels dans certaines utilisations. Nous vous suggérons d'utiliser les filtres suivants (ou équivalents d'autres marques) : Panelgraphic Ruby Red 60, Homalite H100-1605, Plexiglass 2423. Ce sujet est traité en détail dans la note d'applications Hewlett-Packard AN 964.

Le nettoyage des broches après soudure peut se faire à l'eau, au mélange Fréon/alcool préconisé pour le nettoyage à la vapeur (2 mn maximum à la vapeur, au point d'ébullition) ou au mélange Fréon/alcool pour nettoyage à la température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF, Fréon TE, Genesolv DI-15, Genesolv DE-15.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

L'afficheur HDSP-2010 possède son propre système de stockage des données, de décodage de colonnes et l'étage de commande à courant constant de chacune des 28 lignes de l'afficheur à 4 caractères. Le dispositif comporte 4 matrices de DEL et 2 circuits intégrés qui constituent le registre à décalage entrées série - sorties parallèles (SIPO) à 28 bits (voir Figure 5). Chaque caractère est formé d'un réseau de 5 x 7 diodes, dont les cathodes correspondant à chaque ligne, sont raccordées à une sortie à courant constant du registre à décalage SIPO. Les anodes de chaque colonne sont raccordées ensemble, les mêmes colonnes de chaque caractère étant reliées entre elles (c'est-à-dire, que les colonnes 1, de chaque caractère, sont reliées à la broche 1). Chaque DEL, de chaque caractère peut être adressée en décalant les données à l'emplacement voulu du registre à décalage et en appliquant une tension sur la colonne désirée.

Associé à chaque emplacement du registre à décalage, un étage de commande à courant constant, capable de fournir 13,5 mA nominal, alimente les DEL. Un état logique 1, envoyé à un emplacement du registre à décalage, valide la source de courant pour cet emplacement. Une tension appliquée sur la colonne désirée allume la DEL désirée.

Les colonnes de l'afficheur sont échantillonnées 1 parmi 5, en chargeant 7 bits de données par caractère pour la colonne sélectionnée. Les données sont décalées dans le registre à décalage SIPO d'un emplacement de bit par front descendant du signal d'horloge. Le 1er bit chargé dans le registre à décalage SIPO correspond à l'information de la colonne 7 du caractère de l'extrême droite, lorsque l'afficheur fonctionne, la broche 1 située dans le coin inférieur gauche. Le 28ème bit chargé dans le registre à décalage correspond à l'information de la colonne 1 du

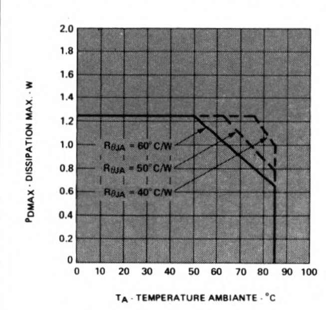


FIGURE 2 – Dissipation maximale en fonction de la température

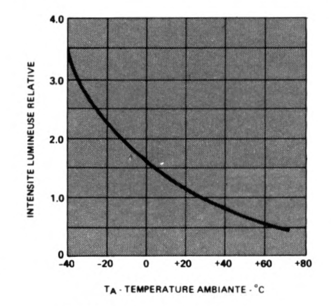


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température

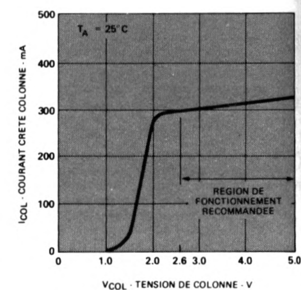


FIGURE 4 – Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

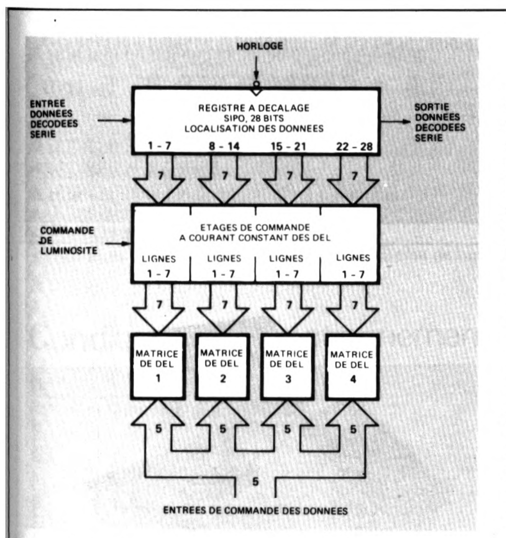


FIGURE 5 – Bloc diagramme de l'afficheur HDSP-2010

caractère de l'extrême gauche. Quand les 28 bits de donnée de ligne sur les colonnes sont chargés sur le registre à décalage, la 1ère colonne est alimentée pendant un temps T, la colonne 1 de chaque caractère s'allume. La colonne 1 s'éteint et le processus se répète pour les colonnes suivantes.

Connaissant la durée t de chargement de la donnée sur l'afficheur, le facteur de forme de la DEL éclairée, DF, est évalué en utilisant la formule suivante :

$$DF = \frac{T}{5(t + T)}$$

Le temps attribué à chaque colonne est (t + T) et la cadence de rafraîchissement minimale pour éviter tout scintillement est de 100 Hz, (t + T) doit donc être $\leqslant$ 2 ms. Si l'afficheur fonctionne à la fréquence d'horloge maximale de 3 MHz, il est possible de maintenir $t \ll T$. Le temps d'éclairement des DEL, DF sera approximativement de 19,4% sur des afficheurs de 24 caractères au moins. Le fonctionnement de l'afficheur avec un DF de 10%, lorsque l'afficheur comporte plus de caractères sera encore suffisant (sous abri).

Le 28ème étage du registre à décalage SIPO est connecté à la broche sortie données, prévue pour être raccordée directement à la broche entrée donnée de l'afficheur HDSP-2010 suivant.

L'entrée V_B permet de contrôler la luminosité apparente de l'afficheur. Un niveau logique haut appliqué à l'entrée V_B permet l'illumination de l'afficheur, alors qu'un niveau logique bas efface l'affichage en mettant hors service les étages de commande à courant constant des DEL. Le temps moyen d'éclairement des DEL peut être modifié en modulant la largeur des impulsions de V_B. Les notes d'applications AN 966 (en anglais) et AN 1001 (en français) fournissent des informations supplémentaires pour réaliser les circuits de commande.

AFFICHEURS DE GRANDE FIABILITE

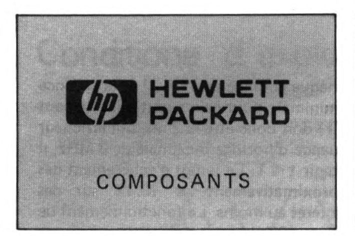
Les afficheurs HDSP-2010 sont disponibles en niveau TXV dans les conditions décrites Tableau 1.

REFERENCES

Produit standard	Produit TXV
HDSP-2010	TXV-2010

TABLEAU 1 - ESSAIS A 100%

Inspection visuelle ou essai	MIL-STD-883 Méthode	Conditions de mesure
1. Inspection visuelle interne	Méthode HP	
2. Stockage à haute température	1008	100°C, 24 heures
3. Cycle de température	1010	– 55°C à + 100°C, 10 cycles
4. Accélération constante	2001	2000 G, orientation Y_1
5. Fines fuites	1014	Condition A
6. Grosses fuites	1014	Condition C, inspection à 100°C
7. Essais électriques (I_V, I_{CC}, I_{COL}, I_{IL}, I_{IH}, V_{OH}, V_{OL})		
8. Déverminage	1015	T_A = 70°C, t = 168 h, P_D = 0,9 W max.
9. Essais électriques (I_V, I_{CC}, I_{COL}, I_{IL}, I_{IH}, V_{OH}, V_{OL})		
10. Inspection visuelle externe	2009	



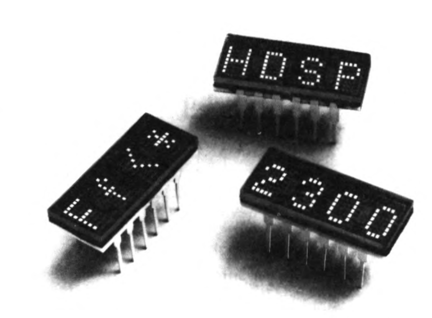
AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES A 4 CARACTÈRES DE 5 mm

ROUGE STANDARD • HDSP-2300
JAUNE • HDSP-2301
ROUGE HAUT RENDEMENT • HDSP-2302

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

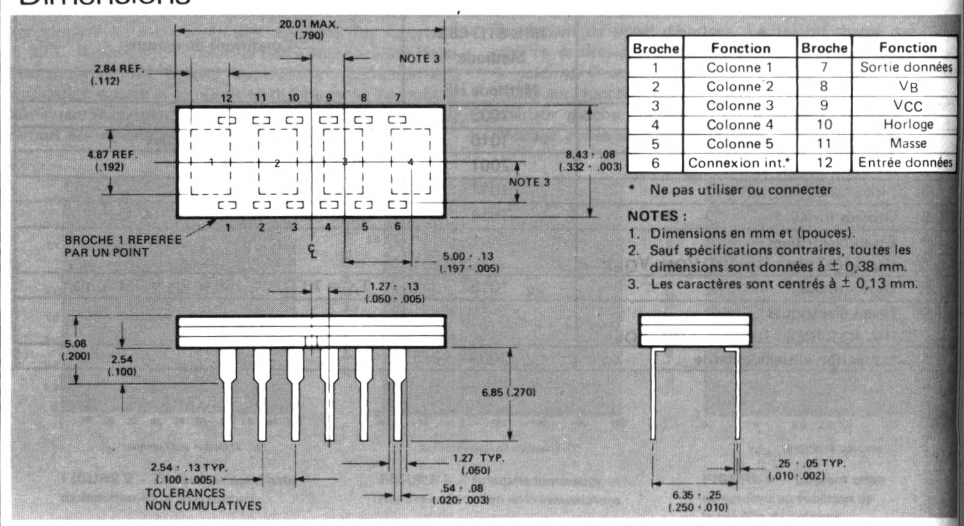
- TROIS VERSIONS :
  Rouge standard, faible consommation
  Jaune, grande luminosité
  Rouge haut rendement, grande luminosité
- REGISTRES A DECALAGE INTEGRES AVEC ETAGES PILOTES REGULES EN COURANT
- BOITIERS CERAMIQUE COMPACTS
- GRAND ANGLE DE VISION
- BOITIERS A 4 CARACTERES ALIGNABLES
- NOMBRE DE SORTIES REDUIT
  12 broches pour 4 caractères
- COMPATIBLE TTL
- AFFICHAGE PAR MATRICE DE 5 x 7 DEL, *CODE ASCII COMPLET*
- REPERES PAR CATEGORIES LUMINEUSES
- AFFICHEURS JAUNES REPERES PAR COULEUR



Description

Les afficheurs à quatre caractères de 5 mm, HDSP-2300, -2301 et -2302 sont constitués de matrices de points 5 x 7 permettant un affichage alphanumérique. Ils sont disponibles en rouge standard, jaune et rouge haut rendement. Chaque ensemble de quatre caractères se présente sous forme d'un boîtier DUAL-IN-LINE à 12 broches. Un registre à décalage à 7 bits SIPO (entrées série - sorties parallèles) associé à chaque caractère commande les étages pilotes à courant constant des lignes de DEL. L'affichage complet d'un caractère est réalisé par multiplexage extérieur de chaque colonne.

Dimensions



Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Colonne 1	7	Sortie données
2	Colonne 2	8	V_B
3	Colonne 3	9	V_{CC}
4	Colonne 4	10	Horloge
5	Colonne 5	11	Masse
6	Connexion int.*	12	Entrée données

* Ne pas utiliser ou connecter

NOTES :
1. Dimensions en mm et (pouces).
2. Sauf spécifications contraires, toutes les dimensions sont données à ± 0,38 mm.
3. Les caractères sont centrés à ± 0,13 mm.

Limites absolues de fonctionnement

Tension d'alimentation continue V_{CC} par rapport à la masse . . . . – 0,5 V à + 6 V
Entrées, sortie des données, V_B . . . . – 0,5 V à V_{CC}
Tension d'entrée colonnes, V_{COL} . . . . – 0,5 V à + 6 V
Température ambiante de fonctionnement à l'air libre, T_A (2) . . . . – 20°C à + 85°C
Température de stockage, T_S . . . . – 55°C à + 100°C
Dissipation maximale admissible par boîtier à T_A = 25°C (1, 2, 3) :
HEDS-2300 . . . . 1,24 W
HEDS-2301/-2302 . . . . 1,46 W
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base avec t < 5 s . . . . 260°C

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension alimentation	V_{CC}	4,75	5	5,25	V
Courant de sortie données - état bas	I_{OL}			1,6	mA
Courant de sortie données - état haut	I_{OH}			– 0,5	mA
Tension d'entrée colonne - colonne excitée HDSP-2300	V_{COL}	2,4		3,5	V
Tension d'entrée colonne - colonne excitée HDSP-2301, -2302	V_{COL}	2,75		3,5	V
Temps de pré-établissement	t_{setup}	70	45		ns
Temps de maintien	t_{hold}	30	0		ns
Horloge - largeur des impulsions	t_w (clock)	75			ns
Horloge - fréquence	f_{clock}	0		3	MHz
Horloge - temps de transition à la décroissance	t_{THL}			200	ns
Température de fonctionnement à l'air libre	T_A	– 20		85	°C

Caractéristiques électriques à T_A comprise entre – 20°C et + 70°C (sauf spécifications contraires)

HDSP-2300 ROUGE STANDARD

Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,25 V V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2,4 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V		45	60	mA
			V_B = 2,4 V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	V_{CC} = 5,25 V V_{COL} = 3,5 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V			1,5	mA
			V_B = 2,4 V		335	410	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 3,5 V T_j = 25°C (6)	V_B = 2,4 V	105	200		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	V_{CC} = V_{COL} = 4,75 V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IH} = 2,4 V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IL} = 0,4 V			– 500	– 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				– 250	– 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OH} = – 0,5 mA, V_{COL} = 0 V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OL} = 1,6 mA, V_{COL} = 0 V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 2,4 V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, V_B = 2,4 V			0,58		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				655		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				639		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/affich.

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25°C, sauf spécifications contraires.
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères éclairés.

Notes :

1. Le fonctionnement au-dessus de 85°C est possible à condition que la température de la fonction ne dépasse pas 125°C et que la température du boîtier (mesurée sur la broche 1 ou sous le boîtier) ne dépasse pas 100°C
2. La puissance dissipée devra être réduite linéairement de 16,7 mW/°C au-dessus de 60°C pour le HDSP-2300, et au-dessus de 87°C pour les HDSP-2301 et -2302. Cette réduction correspond à un dispositif monté sur un support ayant une résistance thermique de 35°C/W (voir figures 2 et 5)
3. La dissipation maximale possible est calculée en fonction de V_{CC} = V_B = 5,25 V, V_{COL} = 3,5 V pour 20 DEL illuminées par caractère et un facteur cyclique de 20%

HDSP-2301 JAUNE

Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2{,}4$ V, Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V, Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		380	520	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V, $T_i = 25^\circ C$ (6)	$V_B = 2{,}4$ V	650	1140		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4{,}75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IH} = 2{,}4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IL} = 0{,}4$ V			– 500	– 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				– 250	– 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OH} = -0{,}5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OL} = 1{,}6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2{,}75$ V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, $V_B = 2{,}4$ V			0,67		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				583		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				585		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/ affich.

HDSP-2302 ROUGE HAUT RENDEMENT

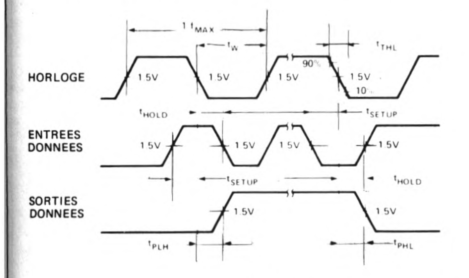
Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2{,}4$ V, Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V, Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		380	520	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V, $T_i = 25^\circ C$ (6)	$V_B = 2{,}4$ V	650	1430		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4{,}75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IH} = 2{,}4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IL} = 0{,}4$ V			– 500	– 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				– 250	– 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OH} = -0{,}5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OL} = 1{,}6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2{,}75$ V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, $V_B = 2{,}4$ V			0,67		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				635		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				626		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				25		°C/W/ affich.

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25^\circ$ C, sauf spécifications contraires.
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères éclairés.

Notes (suite) :

4. Les boîtiers sont repérés par intensités lumineuses à l'aide d'une lettre imprimée sous le boîtier.
5. La couleur des HDSP-2301 est repérée par un chiffre sous le boîtier.
6. T_i, température initiale du boîtier avant la mesure de lumière.
7. La longueur d'onde dominante, λ_d, est directement issue du diagramme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde qui définit de façon précise la couleur.
8. La stérance lumineuse des DEL doit être calculée en utilisant la formule suivante :
   L_v (Lux) = I_v (Cd)/A (m^2)
   L_v (fL) = πi_v (Cd)/A ($pied^2$)
   avec A = $5{,}3 \times 10^{-8}$ m^2 = $5{,}8 \times 10^{-7}$ $pied^2$
9. FC = facteur cyclique.

Conditions d'exploitation



Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Fréquence d'horloge max. f_{max}				3	MHz
Temps de propagation T_{PLH}, T_{PHL} entre horloge et sortie des données	C_L=15pF R_L=2,4kΩ			125	ns

FIGURE 1 – Caractéristiques de commutation (T_A = – 20°C à + 70°C)

HDSP-2300

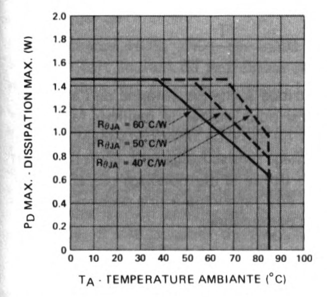


FIGURE 2 – Dissipation maximale en fonction de la température

FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température

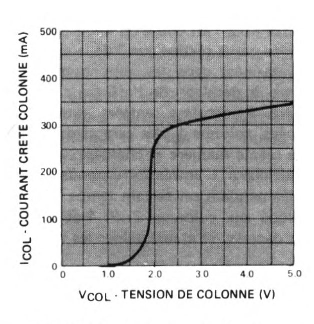


FIGURE 4 – Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

HDSP-2301/2302

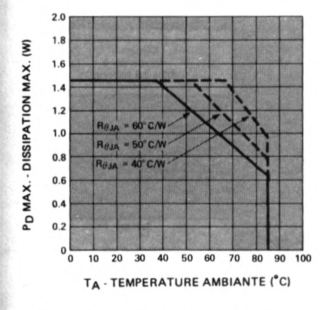


FIGURE 5 – Dissipation maximale en fonction de la température

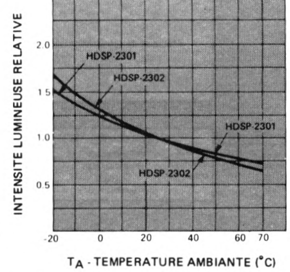


FIGURE 6 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température

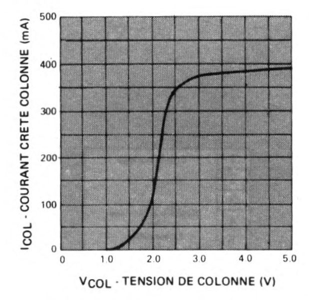


FIGURE 7 – Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs à 4 caractères série HDSP-2300 ont été conçus pour être intégrés avec le maximum de souplesse aux équipements électroniques. Chaque afficheur à 4 caractères comporte une entrée et une sortie de données disposées de telle façon qu'une fois le boîtier placé sur une carte de circuits imprimés, il soit facile d'interconnecter jusqu'à 80 caractères, commandés à partir d'un seul générateur de caractères. La sortie des données correspond à la sortie du 7ème bit du registre à décalage du 4ème caractère de l'afficheur. La synchronisation du registre à décalage se fait sur le front descendant du signal d'horloge. Les colonnes de même ordre de chacun des caractères sont reliées à une même broche de sortie. La figure 8 donne le schéma de principe de ces afficheurs. Une donnée niveau haut vrai, issue du registre à décalage, permet le passage du courant dans l'étage pilote associé à chacune des lignes du réseau de 5 x 7 DEL.

L'entrée V_B compatible TTL peut être soit raccordée directement à l'entrée V_{CC} pour avoir une intensité lumineuse maximale, soit modulée en impulsion pour être maître de l'intensité lumineuse et réduire la consommation. Le système de commande normal est résumé par le diagramme de la figure 9. Dans ce schéma, correspondant aux données binaires pour l'affichage du 4ème caractère, la colonne 1 est décodée par la sortie ligne 7 de la mémoire ROM et, ensuite, emmagasinée dans les sept premiers emplacements du registre à décalage de l'afficheur par l'intermédiaire d'un registre à décalage entrées parallèles-sorties série. Les données, colonne 1, des caractères 3, 2 et 1, sont décodées de la même manière et chargées dans le registre de décalage de l'afficheur. L'entrée correspondant à la colonne 1 est alors validée pendant un certain temps T. Le même processus est appliqué aux colonnes 2, 3, 4 et 5. Si le temps nécessaire pour décoder et emmagasiner les données dans le registre à décalage est t, pour 5 colonnes, chaque colonne fonctionnera avec un facteur de forme de :

$$DF = \frac{T}{5\,(t + T)}$$

Le temps, t + T, attribué à chaque colonne de l'afficheur, est, en général, choisi pour assurer le meilleur facteur de forme, compte tenu du taux de rafraîchissement minimal nécessaire à un affichage sans scintillement. Dans la plupart des cas, lorsque l'on utilise le multiplexage des afficheurs, chaque colonne doit être rafraîchie à une cadence égale ou supérieure à 100 fois par seconde.

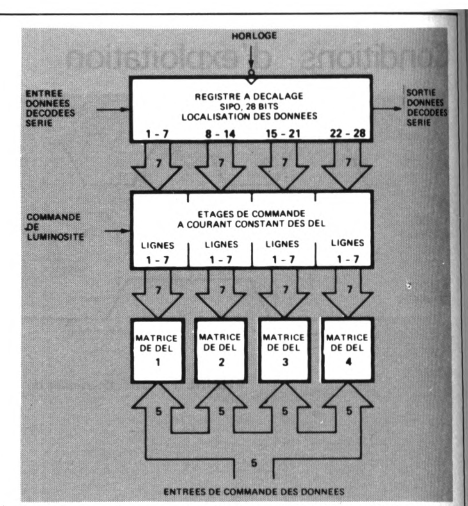


FIGURE 8 — Diagramme des afficheurs HDSP-2300, -2301, -2302

Entrée signal horloge

Entrée remise à zéro — Entrée horloge — Diviseur par 7 — Sortie

Compteur 1/N — Entrée horloge — N = Nb. total de chiffres de l'afficheur — Sortie

Entrée horloge — Départ — Compteur temps d'affichage — Sortie

Entrée données ASCII

Mémoire de rafraîchissement

Compteur diviseur par 5 choix des colonnes — Sorties — Entrée horloge

1 2 3 4 5 6 7 — Entrée horloge — Registre à décalage 7 bits E. parallèles s. série

Entrées données ASCII — Sorties données colonnes — Générateur de caractères 7 voies (colonnes) — Entrées données choix des colonnes

Vers transistors de validation des colonnes

Entrées — Décodeur 1/5 — Validation

Entrée horloge — Entrée données — Sortie données — Entrées choix des colonnes

FIGURE 9 — Schéma de principe de l'affichage

Pour 5 colonnes adressées, le taux de rafraîchissement donne la valeur suivante à t + T :

$$\frac{1}{5 \times 100} = 2 \text{ ms}$$

Si le système travaille avec une fréquence d'horloge de 3 MHz max., il est possible de maintenir $t \ll T$. Pour des afficheurs comportant peu de caractères, on peut atteindre un facteur de forme de 20%. Pour des afficheurs comprenant un grand nombre de caractères, il peut descendre à moins de 10% tout en conservant une bonne luminosité dans la plupart des cas. Pour des informations plus complètes, consulter la note d'applications AN 1001 et le bulletin d'applications AB 56.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES ET THERMIQUES

Les afficheurs HDSP-2300, -2301 et -2302 sont fournis en boîtiers verre/céramique à sorties DUAL-IN-LINE. Ils peuvent être soudés sur carte de circuits imprimés ou montés sur support de circuits intégrés et être alignés verticalement ou horizontalement pour réaliser des combinaisons quelconques de caractères .

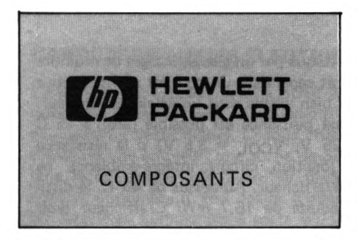
Les afficheurs HDSP-2301 et -2302 utilisent un circuit intégré à fort courant de sortie pour permettre une bonne lisibilité sous fort éclairage ambiant. Leur emploi à pleine puissance ($V_{CC} = V_B = 5,25$ V, $V_{COL} = 3,5$ V) dans le cas où la résistance thermique jonction circuit intégré-ambiance atteint 60°C/W/afficheur est possible jusqu'à une température ambiante de 33°C. Au-dessus, la dissipation maximale du dispositif doit être réduite linéairement de 16,7 mW/°C (voir figure 5). En améliorant le système de dissipation thermique, il est possible de travailler à de plus fortes températures sans réduire la puissance.

Le HDSP-2300 est attaqué par un circuit intégré de moindre puissance, qui fournit cependant un courant suffisant pour que l'affichage soit bien visible sous un éclairage intérieur. Son emploi à pleine puissance est possible jusqu'à 45°C ($V_{CC} = V_B = 5,25$ V, $V_{COL} = 3,5$ V) si la résistance thermique totale jonction circuit intégré-ambiance ne dépasse pas 60°C/W/afficheur. Au-dessus de 45°C, la dissipation doit être réduite de 16,7 mW/°C/afficheur (voir figure 2).

La réduction de puissance s'obtient de plusieurs manières : en abaissant la tension d'alimentation jusqu'à la valeur minimale de 4,75 V, en réduisant à 2,6 V pour le HDSP-2300 et à 2,75 V pour les HDSP-2301 et -2302 la tension d'entrée colonnes V_{COL} ou encore en jouant sur la largeur des impulsions de commande de V_B.

Les afficheurs de la série HDSP-2300 possèdent une lentille de verre intégrée incolore. Il peut être intéressant d'ajouter des filtres additionnels dans certaines utilisations. Nous suggérons d'employer avec l'afficheur HDSP-2300, les filtres Panelgraphic Rudy Red 60, SGL Homalite H100-1605, Plexiglass 2423 ou équivalents, et avec les afficheurs HDSP-2301 et -2302, utilisés en plein soleil, les filtres Panelgraphic Gray 10, SGL Homalite H100-1266 Gray, 3M Light Control Film (filtre à volets) ou Optical Coating Labs Sunguard.

Le nettoyage des broches après soudure peut se faire à l'eau, au mélange Fréon-alcool préconisé pour le nettoyage à la vapeur (2 mn maxi. à la vapeur, au point d'ébullition) ou un mélange Fréon-alcool pour nettoyage à la température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF, Fréon TE, Genesolv DI-15, Genesolv DE-15.



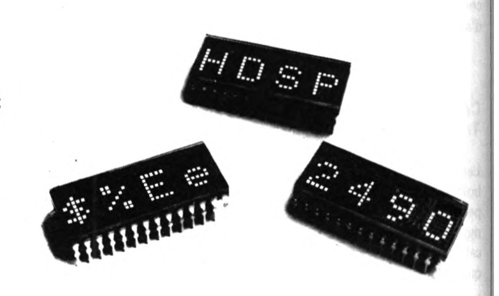
AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES A 4 CARACTÈRES DE 6,9 mm A MATRICE DE DEL 5x7

ROUGE STANDARD • HDSP-2490
JAUNE • HDSP-2491
ROUGE HAUT RENDEMENT • HDSP-2492

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Particularités

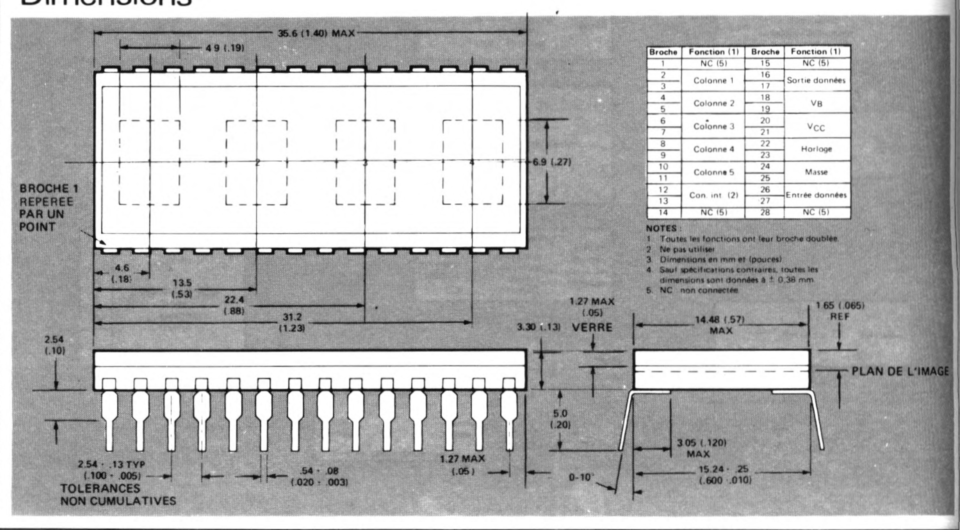
- TROIS VERSIONS :
  Rouge standard
  Jaune
  Rouge haut rendement
- REGISTRES A DECALAGE INTEGRES AVEC ETAGES PILOTES REGULES EN COURANT
- BOITIERS CERAMIQUE COMPACTS
- GRAND ANGLE DE VISION
- BOITIERS A 4 CARACTERES ALIGNABLES
- NOMBRE DE SORTIES REDUIT
  12 broches doublées pour 4 caractères
- COMPATIBLE TTL
- AFFICHAGE PAR MATRICE DE 5 x 7 DEL, CODE ASCII COMPLET
- REPERES PAR CATEGORIES LUMINEUSES
- AFFICHEURS JAUNES REPERES PAR COULEUR



Description

Les afficheurs à quatre caractères de 6,9 mm, HDSP-2490, -2491 et -2492 sont constitués de matrices de points 5 x 7 permettant un affichage alphanumérique. Ils sont disponibles en rouge standard, jaune et rouge haut rendement. Chaque ensemble de quatre caractères se présente sous forme d'un boîtier DUAL-IN-LINE à 28 broches. Un registre à décalage à 7 bits SIPO (entrées série - sorties parallèles) associé à chaque caractère commande les étages pilotes à courant constant des lignes de DEL. L'affichage complet d'un caractère est réalisé par multiplexage extérieur de chaque colonne.

Dimensions



Broche	Fonction (1)	Broche	Fonction (1)
1	NC (5)	15	NC (5)
2, 3	Colonne 1	16, 17	Sortie données
4, 5	Colonne 2	18, 19	V_B
6, 7	Colonne 3	20, 21	V_{CC}
8, 9	Colonne 4	22, 23	Horloge
10, 11	Colonne 5	24, 25	Masse
12, 13	Con. int. (2)	26, 27	Entrée données
14	NC (5)	28	NC (5)

NOTES :
1. Toutes les fonctions ont leur broche doublée.
2. Ne pas utiliser
3. Dimensions en mm et (pouces)
4. Sauf spécifications contraires, toutes les dimensions sont données à ± 0,38 mm
5. NC : non connectée

Limites absolues de fonctionnement

Tension d'alimentation continue V_{CC} par rapport à la masse . . . . – 0,5 V à + 6 V
Entrées, sortie des données, V_B . . . . – 0,5 V à V_{CC}
Tension d'entrée colonnes, V_{COL} . . . . – 0,5 V à + 6 V
Température ambiante de fonctionnement à l'air libre, T_A (2) . . . . – 20°C à + 85°C
Température de stockage, T_S . . . . – 55°C à + 100°C
Dissipation maximale admissible par boîtier à T_A = 25°C (1, 2, 3) . . . . 1,46 W
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base avec t < 5 s . . . . 260°C

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension alimentation	V_{CC}	4,75	5	5,25	V
Courant de sortie données - état bas	I_{OL}			1,6	mA
Courant de sortie données - état haut	I_{OH}			– 0,5	mA
Tension d'entrée colonne - colonne excitée HDSP-2490	V_{COL}	2,4		3,5	V
Tension d'entrée colonne - colonne excitée HDSP-2491, -2492	V_{COL}	2,75		3,5	V
Temps de pré-établissement	t_{setup}	70	45		ns
Temps de maintien	t_{hold}	30	0		ns
Horloge - largeur des impulsions	$t_{w\ (clock)}$	75			ns
Horloge - fréquence	f_{clock}	0		3	MHz
Horloge - temps de transition à la décroissance	t_{THL}			200	ns
Température de fonctionnement à l'air libre	T_A	– 20		85	°C

Caractéristiques électriques à T_A comprise entre – 20°C et + 70°C (sauf spécifications contraires)

HDSP-2490 ROUGE STANDARD

Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,25 V V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2,4 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V		45	60	mA
			V_B = 2,4 V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	V_{CC} = 5,25 V V_{COL} = 3,5 V Tous registres de décalage = logique 1	V_B = 0,4 V			1,5	mA
			V_B = 2,4 V		380	520	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 3,5 V T_j = 25°C (6)	V_B = 2,4 V	220	370		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	V_{CC} = V_{COL} = 4,75 V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IH} = 2,4 V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	V_{CC} = 5,25 V, V_{IL} = 0,4 V			– 500	– 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				– 250	– 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OH} = – 0,5 mA, V_{COL} = 0 V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	V_{CC} = 4,75 V, I_{OL} = 1,6 mA, V_{COL} = 0 V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	V_{CC} = 5 V, V_{COL} = 2,4 V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, V_B = 2,4 V			0,62		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				655		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				639		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				20		°C/W/affich.

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25°C, sauf spécifications contraires.
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères éclairés.

Notes :

1. Le fonctionnement au-dessus de 85°C est possible à condition que la température de la fonction ne dépasse pas 125°C et que la température du boîtier (mesurée sur la broche 1 ou sous le boîtier) ne dépasse pas 100°C
2. La puissance dissipée devra être réduite linéairement de 22,2 mW/°C au-dessus de 60°C. Cette réduction correspond à un dispositif monté sur un support ayant une résistance thermique de 25°C/W (voir figures 2 et 5)
3. La dissipation maximale possible est calculée en fonction de V_{CC} = V_B = 5,25 V, V_{COL} = 3,5 V pour 20 DEL illuminées par caractère et un facteur cyclique de 20%

HDSP-2491 JAUNE

Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5{,}25$ V $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2{,}4$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V $V_{COL} = 3{,}5$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		380	520	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V $T_i = 25°C$ (6)	$V_B = 2{,}4$ V	850	1400		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4{,}75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IH} = 2{,}4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IL} = 0{,}4$ V			− 500	− 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				− 250	− 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OH} = -0{,}5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OL} = 1{,}6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2{,}75$ V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, $V_B = 2{,}4$ V			0,67		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				583		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				585		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				20		°C/W/affich.

HDSP-2492 ROUGE HAUT RENDEMENT

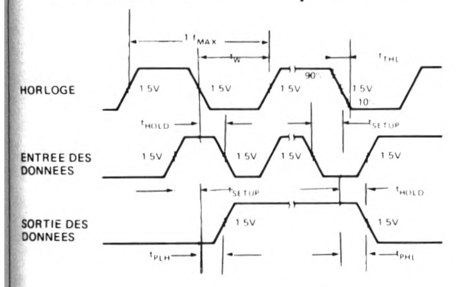
Description	Symbole	Conditions d'essai		Min.	Typ.*	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	$V_{CC} = 5{,}25$ V $V_{CLOCK} = V_{DATA} = 2{,}4$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V		45	60	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		73	95	mA
Courant de colonne	I_{COL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V $V_{COL} = 3{,}5$ V Tous registres de décalage = logique 1	$V_B = 0{,}4$ V			1,5	mA
			$V_B = 2{,}4$ V		380	520	mA
Intensité lumineuse crête par DEL (4, 8) (moyenne par caractère)	$I_{\nu PEAK}$	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V $T_i = 25°C$ (6)	$V_B = 2{,}4$ V	850	1630		µcd
Seuil niveau haut horloge ou données	V_{IH}	$V_{CC} = V_{COL} = 4{,}75$ V		2			V
Seuil niveau bas horloge ou données	V_{IL}					0,8	V
Courant d'entrée niveau logique 1 - horloge	I_{IH}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IH} = 2{,}4$ V			20	80	µA
Courant d'entrée niveau logique 1 - données	I_{IH}				10	40	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - horloge	I_{IL}	$V_{CC} = 5{,}25$ V, $V_{IL} = 0{,}4$ V			− 500	− 800	µA
Courant d'entrée niveau logique 0 - données	I_{IL}				− 250	− 400	µA
Tension sortie de données - niveau haut	V_{OH}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OH} = -0{,}5$ mA, $V_{COL} = 0$ V		2,4	3,4		V
Tension sortie de données - niveau bas	V_{OL}	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{OL} = 1{,}6$ mA, $V_{COL} = 0$ V			0,2	0,4	V
Dissipation par boîtier**	P_D	$V_{CC} = 5$ V, $V_{COL} = 2{,}75$ V, FC = 17,5% (9) 15 DEL éclairées par caractère, $V_B = 2{,}4$ V			0,67		W
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}				635		nm
Longueur d'onde dominante (7)	λ_d				626		nm
Résistance thermique jonction CI-boîtier	$R\theta_{J-C}$				20		°C/W/affich.

* Toutes les valeurs typiques sont spécifiées pour $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°C$, sauf spécifications contraires.
** Dissipation par boîtier avec 4 caractères éclairés.

Notes (suite) :

4. Les boîtiers sont repérés par intensités lumineuses à l'aide d'une lettre imprimée sous le boîtier.
5. La couleur des HDSP-2491 est repérée par un chiffre sous le boîtier.
6. T_i, température initiale du boîtier avant la mesure de lumière.
7. La longueur d'onde dominante, λ_d, est directement issue du diagramme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde qui définit de façon précise la couleur.
8. La stérance lumineuse des DEL doit être calculée en utilisant la formule suivante :
   L_v (Lux) $= I_v$ (Cd)/A (m^2)
   L_v (fL) $= \pi i_v$ (Cd)/A (pied²)
   avec $A = 5{,}3 \times 10^{-8}$ $m^2 = 5{,}8 \times 10^{-7}$ pied²
9. FC = facteur cyclique.

Conditions d'exploitation



Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Fréquence d'horloge max. f_{max}				3	MHz
Temps de propagation T_{PLH}, T_{PHL} entre horloge et sortie des données	C_L=15pF R_L=2,4kΩ			125	ns

FIGURE 1 – Caractéristiques de commutation (T_A = – 20°C à + 70°C)

HDSP-2490/2491/2492

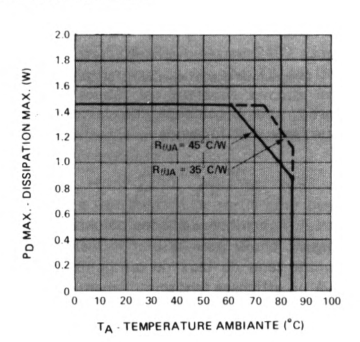


FIGURE 2 – Dissipation maximale en fonction de la température

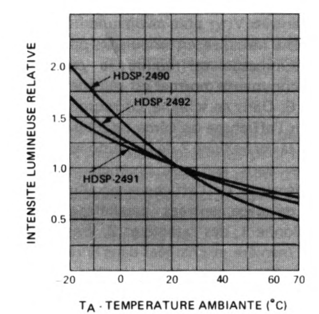


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température

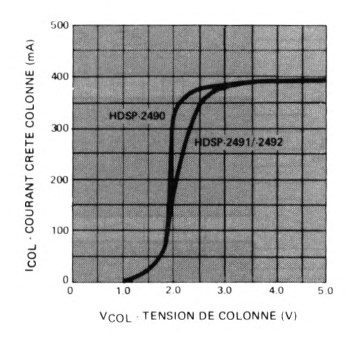


FIGURE 4 – Courant crête de colonne en fonction de la tension de colonne

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs à 4 caractères série HDSP-2490 ont été conçus pour être intégrés avec le maximum de souplesse aux équipements électroniques. Chaque afficheur à 4 caractères comporte une entrée et une sortie de données disposées de telle façon qu'une fois le boîtier placé sur une carte de circuits imprimés, il soit facile d'interconnecter jusqu'à 80 caractères, commandés à partir d'un seul générateur de caractères. La sortie des données correspond à la sortie du 7ème bit du registre à décalage du 4ème caractère de l'afficheur. La synchronisation du registre à décalage se fait sur le front descendant du signal d'horloge. Les colonnes de même ordre de chacun des caractères sont reliées à une même broche de sortie. La figure 5 donne le schéma de principe de ces afficheurs. Une donnée niveau haut vrai, issue du registre à décalage, permet le passage du courant dans l'étage pilote associé à chacune des lignes du réseau de 5 x 7 DEL.

L'entrée V_B compatible TTL peut être soit raccordée directement à l'entrée V_{CC} pour avoir une intensité lumineuse maximale, soit modulée en impulsion pour être maître de l'intensité lumineuse et réduire la consommation. Le système de commande normal est résumé par le diagramme de la figure 6. Dans ce schéma, correspondant aux données binaires pour l'affichage du 4ème caractère, la colonne 1 est décodée par la sortie ligne 7 de la mémoire ROM et, ensuite, emmagasinée dans les sept premiers emplacements du registre à décalage de l'afficheur par l'intermédiaire d'un registre à décalage entrées parallèles-sorties série. Les données, colonne 1, des caractères 3, 2 et 1, sont décodées de la même manière et chargées dans le registre de décalage de l'afficheur. L'entrée correspondant à la colonne 1 est alors validée pendant un certain temps T. Le même processus est appliqué aux colonnes 2, 3, 4 et 5. Si le temps nécessaire pour décoder et emmagasiner les données dans le registre à

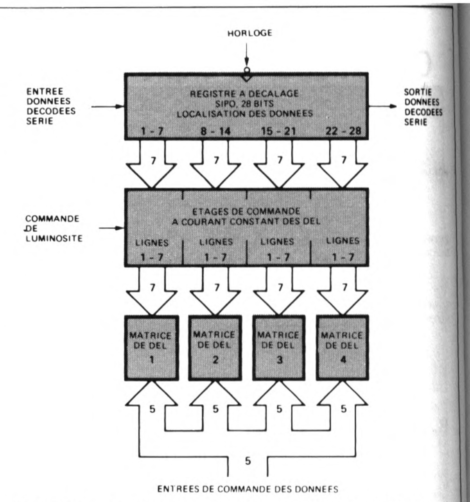


FIGURE 5 – Diagramme des afficheurs HDSP-2490, -2491, -2492

décalage est t, pour 5 colonnes, chaque colonne fonctionnera avec un facteur de forme de :

$$DF = \frac{T}{5\,(t + T)}$$

Le temps, t + T, attribué à chaque colonne de l'afficheur, est, en général, choisi pour assurer le meilleur facteur de forme, compte tenu du taux de rafraîchissement minimal nécessaire à un affichage sans scintillement. Dans la plupart des cas, lorsque l'on utilise le multiplexage des afficheurs, chaque colonne doit être rafraîchie à une cadence égale ou supérieure à 100 fois par seconde.

FIGURE 6 – Schéma de principe de l'affichage

Pour 5 colonnes adressées, le taux de rafraîchissement donne la valeur suivante à t + T :

$$\frac{1}{5 \times 100} = 2 \text{ ms}$$

Si le système travaille avec une fréquence d'horloge de 3 MHz max., il est possible de maintenir $t \ll T$. Pour des afficheurs comportant peu de caractères, on peut atteindre un facteur de forme de 20%. Pour des afficheurs comprenant un grand nombre de caractères, il peut descendre à moins de 10% tout en conservant une bonne luminosité dans la plupart des cas. Pour des informations plus complètes, consulter la note d'applications AN 1001 et le bulletin d'applications AB 56.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES ET THERMIQUES

Les afficheurs HDSP-2490, -2491 et -2492 sont fournis en boîtiers verre/céramique à sorties DUAL-IN-LINE. Ils peuvent être soudés sur carte de circuits imprimés ou montés sur support de circuits intégrés et être alignés verticalement ou horizontalement pour réaliser des combinaisons quelconques de caractères.

Les afficheurs HDSP-2490, -2491 et -2492 utilisent un circuit intégré à fort courant de sortie pour permettre une bonne lisibilité sous fort éclairage ambiant. Leur emploi à pleine puissance ($V_{CC} = V_B = 5{,}25$ V, $V_{COL} = 3{,}5$ V) dans le cas où la résistance thermique jonction circuit intégré-ambiance atteint 45°C/W/afficheur est possible jusqu'à une température ambiante de 55°C. Au-dessus, la dissipation maximale du dispositif doit être réduite linéairement de 22,2 mW/°C (voir figure 2). En améliorant le système de dissipation thermique, il est possible de travailler à de plus fortes températures sans réduire la puissance.

La réduction de puissance s'obtient de plusieurs manières : en abaissant la tension d'alimentation jusqu'à la valeur minimale de 4,75 V, en réduisant à 2,6 V pour le HDSP-2490 et à 2,75 V pour les HDSP-2491 et -2492 la tension d'entrée colonnes V_{COL} ou encore en jouant sur la largeur des impulsions de commande de V_B.

Les afficheurs de la série HDSP-2490 possèdent une lentille de verre intégrée incolore. Il peut être intéressant d'ajouter des filtres additionnels dans certaines utilisations. Nous suggérons d'employer avec l'afficheur HDSP-2490, les filtres Panelgraphic Rudy Red 60, SGL Homalite H100-1605, Plexiglass 2423 ou équivalents, et avec les afficheurs HDSP-2491 et -2492, utilisés en plein soleil, les filtres Panelgraphic Gray 10, SGL Homalite H100-1266 Gray, 3M Light Control Film (filtre à volets) ou Optical Coating Labs Sunguard.

Le nettoyage des broches après soudure peut se faire à l'eau, au mélange Fréon-alcool préconisé pour le nettoyage à la vapeur (2 mn maxi. à la vapeur, au point d'ébullition) ou un mélange Fréon-alcool pour nettoyage à la température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF, Fréon TE, Genesolv DI-15, Genesolv DE-15.



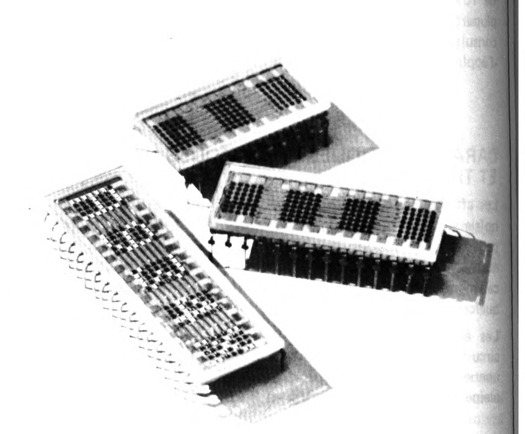
AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES A SEMI-CONDUCTEURS

5082-7100, -7101, -7102

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- CARACTERES A MATRICE DE DEL 5x7
- ECLAIREMENT REGLABLE
- COMPATIBLE IC
- PETITE TAILLE
  BOITIER DIL STANDARD 15,24 mm
  CARACTERES DE 6,9 mm DE HAUTEUR
- FAISCEAU LARGE
- ROBUSTES – RESISTANTS AUX CHOCS
  HERMETIQUES
  REPONDENT AUX NORMES MIL
- LONGUE DUREE DE VIE



Description

Les afficheurs alphanumériques séries 5082-7100 sont constitués par une matrice de diodes 5x7, adressable en X et Y, pouvant afficher tous les caractères alphanumériques. Ces afficheurs, alignables, peuvent comporter 3, 4 ou 5 caractères : ils permettent une présentation compacte des informations, un alignement facile des caractères, un nombre limité de connexions et la compatibilité avec différents systèmes de multiplexage.

Applications : terminaux d'ordinateurs, calculateurs, équipements militaires et aérospaciaux :

5082-7100 – barrette de 3 caractères
5082-7101 – barrette de 4 caractères
5082-7102 – barrette de 5 caractères

Valeurs limites absolues

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Courant direct crête par DEL (durée < 1 ms)	I_{PEAK}		100	mA
Courant moyen par DEL	I_{AVG}		10	mA
Dissipation en puissance par caractère (toutes DEL éclairées) (1)	P_D		700	mW
Température de fonctionnement, boîtier	T_C	–55	95	°C
Température de stockage	T_S	–55	100	°C
Tension inverse par DEL	V_R		4	V

Note :
1. A 25° C; varie de 8,5 mW/° C au-dessus de 25° C

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse crête par DEL (moyenne par caractère) pour des impulsions de courant de 100 mA/DEL	I_ν (PEAK)	1	2,2		mcd
Courant inverse par DEL à $V_R = 4$ V	I_R		10		µA
Tension directe crête pour des impulsions de courant de 50 mA/DEL	V_F		1,7	2	V
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}		655		nm
1/2 largeur de bande (ligne spectrale)	$\Delta\lambda_{1/2}$		30		nm
Temps de montée et de descente (1)	t_r, t_f		10		ns

Note :
1. Pour un changement d'intensité lumineuse comprise entre 10 et 90%, pour un échelon de courant

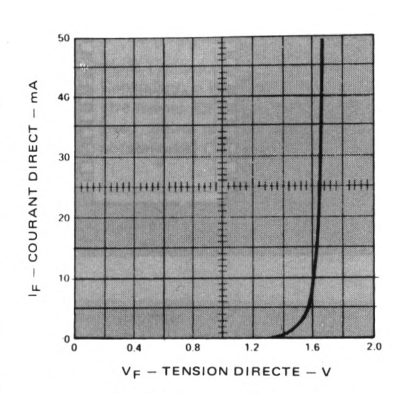


FIGURE 1 — Caractéristiques courant direct/tension directe

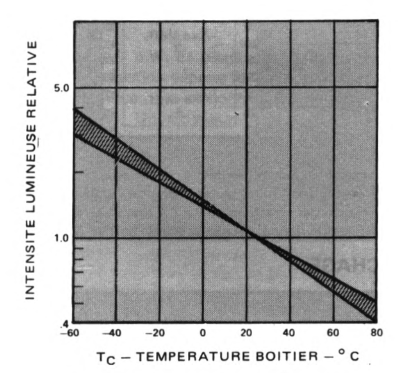


FIGURE 2 — Intensité lumineuse relative en fonction de la température du boîtier pour un niveau de courant fixe

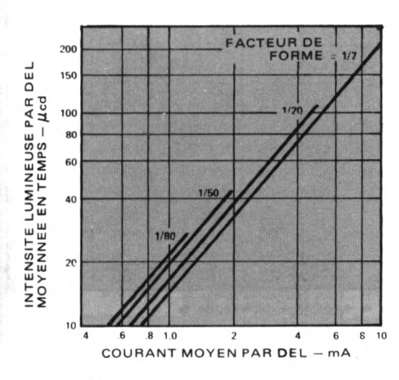


FIGURE 3 — Intensité lumineuse moyennée en temps typique en fonction du courant moyen par DEL

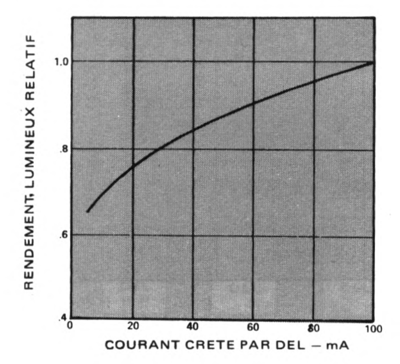


FIGURE 4 — Rendement lumineux relatif typique en fonction du courant crête par DEL

Dimensions

5082-7100/7101/7102

5082-7100

5082-7101

5082-7102

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mention contraire, toutes tolérances ±0,38 mm (±0.015")
3. Dimensions des caractères : 6,9 x 4,9 mm (0,27 x 0,19")
4. Repère d'orientation métallique sous le boîtier

BROCHAGE

5082-7100				5082-7101				5082-7102			
Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Anode G	12	Anode B	1	N/C	15	Anode C	1	N/C	19	5e
2	1c	13	3d	2	1c	16	4c	2	1c	20	5c
3	1d	14	3b	3	1e	17	4a	3	1e	21	5a
4	Anode F	15	Anode A	4	Anode G	18	Anode B	4	Anode F	22	Anode D
5	Anode E	16	2e	5	2b	19	3e	5	2b	23	4e
6	2b	17	2c	6	2d	20	3b	6	2d	24	4c
7	2d	18	2a	7	Anode D	21	3a	7	2e	25	N/C
8	Anode C	19	Anode D	8	Anode E	22	2e	8	Anode E	26	Anode C
9	3a	20	1e	9	3c	23	2c	9	3c	27	3d
10	3c	21	1b	10	3d	24	2a	10	3e	28	3b
11	3e	22	1a	11	Anode F	25	Anode A	11	Anode G	29	3a
				12	4b	26	1d	12	4a	30	Anode B
				13	4d	27	1b	13	4b	31	2c
				14	4e	28	1a	14	4d	32	2a
								15	N/C	33	Anode A
								16	5b	34	1d
								17	5d	35	1b
								18	N/C	36	1a

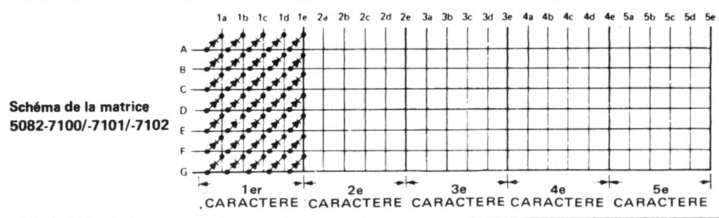


Schéma de la matrice 5082-7100/-7101/-7102

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

La matrice de 5 x 7 DEL, constituant chaque caractère, est adressable en X et Y, ce qui permet d'utiliser des circuits d'adressage, de décodage et de commande simples, pour attaquer les afficheurs à partir de logiques conçues par l'utilisateur.

Les trois avantages principaux de ce type de réseau adressable en X et Y sont les suivants :

1. Le schéma d'adressage est élémentaire et demande le nombre minimum de broches d'interconnexions pour le nombre de DEL utilisé. Il permet donc d'intégrer l'afficheur à des applications particulières avec le maximum de souplesse.
2. Cette méthode à l'avantage d'utiliser un générateur de caractère avec une seule mémoire ROM pour plusieurs caractères. Une mémoire ROM peut ainsi commander 25 matrices de points 5 x 7 ou plus, avec des économies substantielles.
3. Dans la plupart des cas, les circuits logiques utilisés possèdent déjà une partie des amplificateurs décodeurs nécessaires à l'affichage (circuits d'horloge, de mise en forme, étages tampon).

Pour former un caractère alphanumérique, on utilise la méthode de l'échantillonnage. L'information est appliquée à l'afficheur en commutant, l'une après l'autre, les lignes de diodes et en alimentant durant cette période les diodes appropriées. Lorsque toutes les lignes auront été alimentées séquentiellement, on répète le processus. En échantillonnant à une vitesse égale ou supérieure à 100 périodes par seconde, le caractère s'affiche sans scintillement. Lorsque l'information se déplace séquentiellement d'une ligne à l'autre de l'afficheur (de haut en bas), c'est l'échantillonnage ligne par ligne illustré figure 5. L'échantillonnage peut également se faire colonne par colonne (de gauche à droite). Dans la plupart des applications (5 caractères ou plus utilisant la même ROM), il est plus économique d'utiliser l'échantillonnage ligne par ligne.

Une description plus complète des différents modes d'échantillonnage, avec les recommandations spécifiques à chaque circuit, est donnée dans la Note d'Application 931.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

La puissance dissipée typique de ces afficheurs à semi-conducteurs est de 200 mW. En usage normal, l'afficheur peut être utilisé tel quel. Cependant, si les conditions d'utilisation sont telles que la dissipation dépasse la valeur maximale admissible, l'afficheur doit être monté sur un radiateur constitué par une plaque métallique mise en contact avec la surface inférieure de l'afficheur (avec graisse silicone pour améliorer le contact thermique). Un radiateur bien étudié peut limiter la température du boîtier à 10° C au-dessus de la température ambiante.

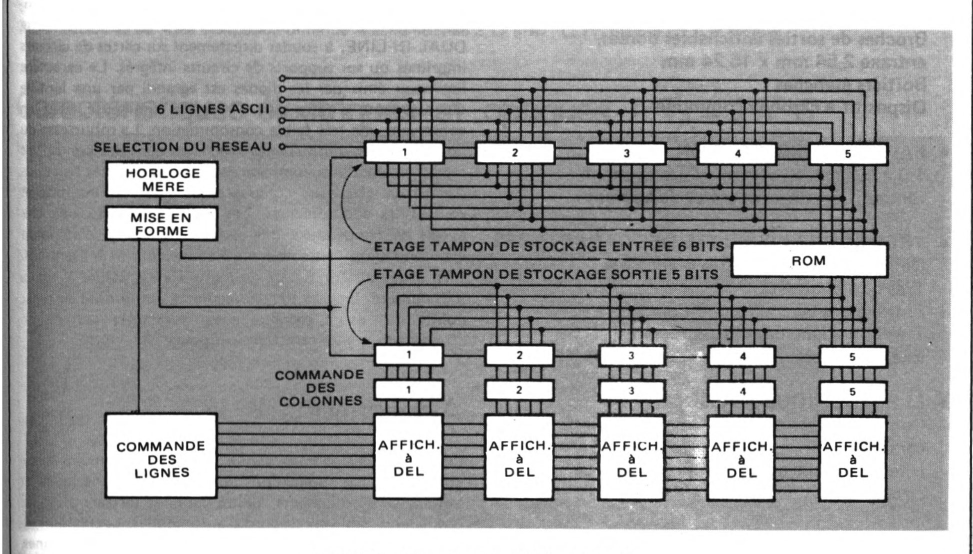


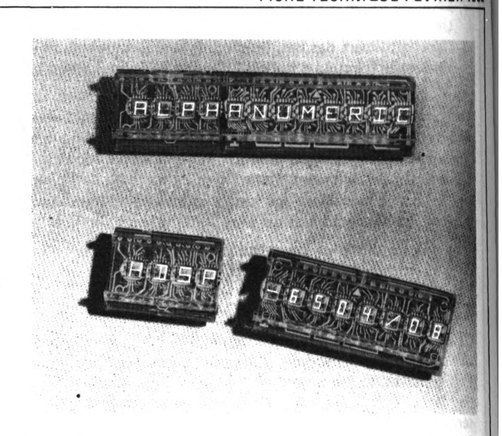
FIGURE 5 — Diagramme de multiplexage des lignes



AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES 16 SEGMENTS A SEMI-CONDUCTEURS

HDSP-6504
HDSP-6508

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- **AFFICHEURS ALPHANUMERIQUES**
  Permettent la reproduction des 64 caractères du code ASCII et de caractères spéciaux
- **CARACTERES A 16 SEGMENTS PLUS POINTS HAUT ET BAS CENTRES**
- **HAUTEUR DES CARACTERES 3,81 mm**
- **GRANDE FACILITE DE MONTAGE**
  Boîtiers DUAL-IN-LINE 4 et 8 caractères
  Boîtier 8 caractères alignable aux deux extrémités, boîtier 4 caractères alignable d'un seul côté
  Broches de sorties enfichables dorées, entraxe 2,54 mm x 15,24 mm
  Boîtiers étanches
  Dispositif à cathode commune
- **FAIBLE CONSOMMATION**
  1,0 à 1,5 mA en moyenne par segment, fonction des niveaux crêtes de courant
- **TRES BONNE LISIBILITE DES CARACTERES**
  Dessin continu des lettres ou chiffres
  Très bon contraste
  Entraxe des caractères 6,35 mm
  Très bon alignement des caractères
  Excellente lecture jusqu'à 2 m
- **ELECTRONIQUE A ASSOCIER**
  Commande par décodeur et générateur de caractères
  Interface facile avec microprocesseur ou circuits LSI
- **CLASSEMENT PAR INTENSITE LUMINEUSE**
  Assure l'homogénéité de l'intensité lumineuse entre boîtiers

Description

Les afficheurs alphanumériques HDSP-6504/6508 donnent des caractères de 3,81 mm de hauteur. Les caractères sont constitués par 16 segments à diodes électroluminescentes rouges GaAsP en boîtiers de 4 ou 8 caractères à sortie DUAL-IN-LINE, à souder directement sur cartes de circuits imprimés ou sur supports de circuits intégrés. Le caractère lumineux émis par les diodes est agrandi par une lentille qui augmente d'autre part l'intensité lumineuse, tout en conservant une très faible consommation. La robustesse du boîtier permet d'utiliser ces afficheurs dans des conditions extrêmement dures comparativement à celles des barrettes d'affichage classiques composées d'un circuit imprimé et de lentilles additionnelles. Les boîtiers peuvent subir des cycles de température très sévères, un espace d'air étant maintenu entre l'ensemble puce/connexions et les lentilles. L'enrobage arrière, à base de résine époxy, assure la tenue à l'humidité. En plus des 16 segments, on dispose de deux points centrés. L'entraxe entre caractères permet un affichage de quatre caractères par pouce (25,4 mm).

Applications

Ces afficheurs alphanumériques sont particulièrement séduisants dans les applications suivantes : périphériques et terminaux d'ordinateurs, unités mobiles de secours pour ordinateurs, tableaux de bord d'automobiles, calculateurs de bureau, équipements de commandes centralisées d'usines, instruments portatifs et tous systèmes à faible consommation.

Modèles

Nbre de caractères par afficheur	Configuration		N° réf. HDSP-
	Modèle	Boîtier	
4		(Figure 6)	6504
8		(Figure 7)	6508

Valeurs limites absolues

Symbole	Paramètres	Min.	Max.	Unités
I_{PEAK}	Courant direct crête par segment ou point (durée ≤ 312 μs)		200	mA
I_{AVG}	Courant moyen par segment ou point (1)		7	mA
P_D	Dissipation moyenne par caractère (1, 2)		138	mW
T_A	Température de fonctionnement (ambiance)	– 40	+ 85	°C
T_S	Température de stockage	– 40	+ 100	°C
V_R	Tension inverse		5	V
	Température de soudage à 1,6 mm sous le plan inférieur du boîtier, t ≤ 3 s		260	°C

Notes :
1. Les conditions de fonctionnement en mode multiplex sont déduites des courbes des figures 1 et 2
2. Au dessus de 50° C la dissipation diminue linéairement de 2,17 mW/° C, P_D max. à 85°C = 62 mW

Caractéristiques électriques et optiques à T_A = 25° C

Symbole	Paramètres	Conditions d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unités
I_V	Intensité lumineuse, temps moyen 16 segments éclairés (3, 4)	I_{PEAK} = 30 mA facteur de forme 1/16	0,40	1,65		mcd
V_F	Tension directe par segment ou point	I_F = 30 mA 1 segment éclairé		1,6	1,9	V
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			655		nm
λ_d	Longueur d'onde dominante (5)			640		nm
I_R	Courant inverse par segment ou point	V_R = 5 V		10		μA
$\Delta V_F/°C$	Variation de la tension directe en fonction de la température			– 2		mV/°C
$R\theta_{J\text{-}Broche}$	Résistance thermique jonction-broche DEL			232		°C/W/Seg

Notes : 3. Le rapport des intensités entre les différents segments d'un chiffre doit être tel que chaque segment ait la même stérance* lumineuse. Chaque segment aura ainsi la même luminosité vis à vis de l'oeil
4. Il n'est pas recommandé de descendre au dessous de 7 mA crête
5. La longueur d'onde dominante λ_d est extraite de la gamme chromatique du C.I.E. et représente la longueur d'onde définissant la couleur, en l'occurence le rouge standard

* Stérance (L) = Flux par unité d'angle solide par unité de surface (candelas par m^2) anciennement luminance

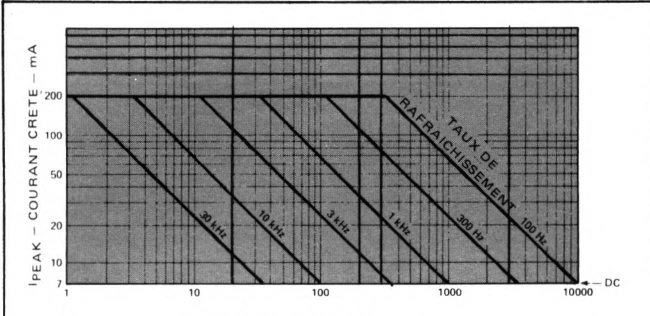


FIGURE 1 — Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions. Au-dessus de 50° C, appliquer le facteur de dérive indiqué sur la courbe de la figure 2

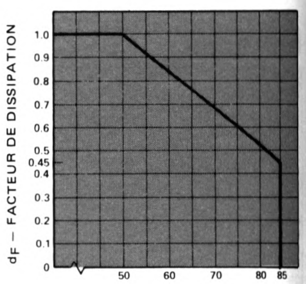


FIGURE 2 — Facteur de dissipation quand T_A dépasse 50° C

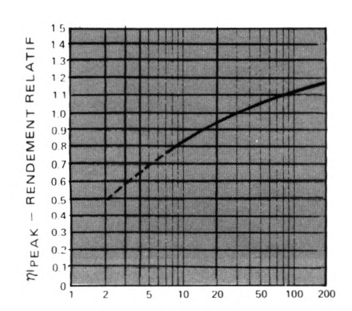


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (intensité lumineuse par courant unité) en fonction du courant crête par segment

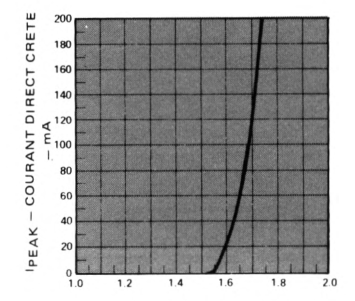


FIGURE 4 — Courant direct crête par segment en fonction de la tension directe crête

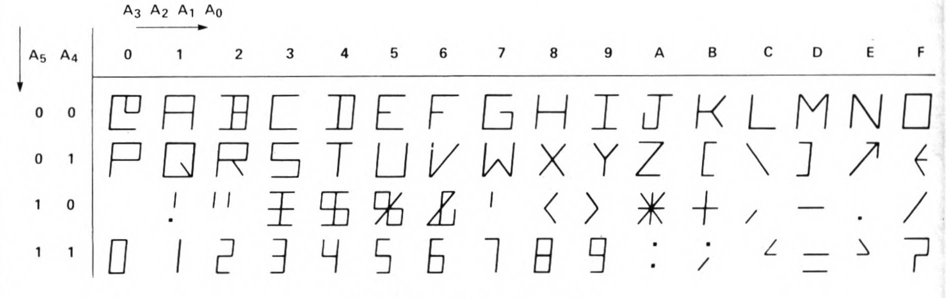
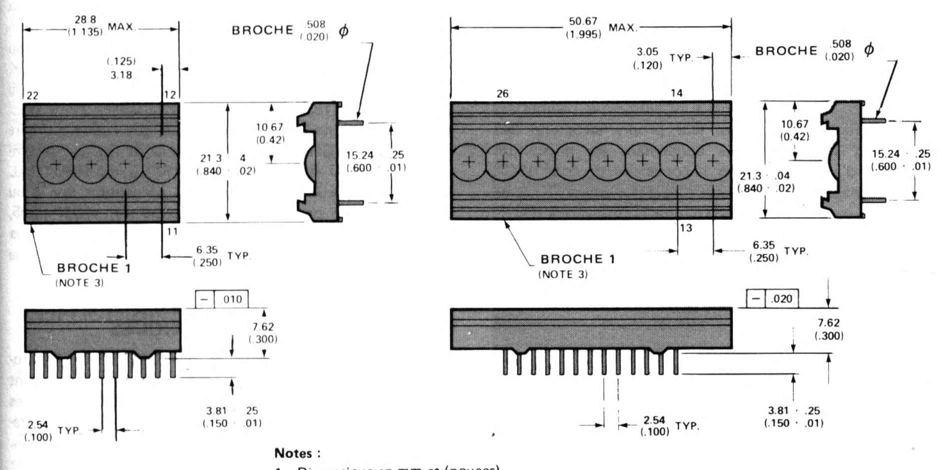


FIGURE 5 — Les 64 caractères ACII

Caractères complémentaires

Dimensions



Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Les dimensions sans tolérance sont des dimensions nominales
3. La broche 1 est repérée par un point

FIGURE 6 – HDSP-6504

FIGURE 7 – HDSP-6508

Constitution des caractères

AFFICHEURS

HDSP-6504
HDSP-6508

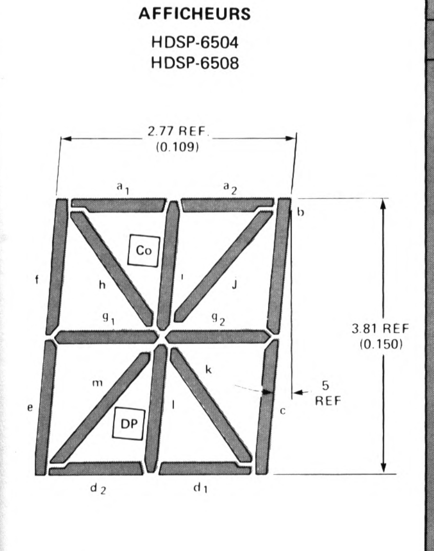


FIGURE 8

BROCHAGE

Broche N°	Fonctions HDSP-6504		Fonctions HDSP-6508	
1	Anode	Segment g_1	Anode	Segment g_1
2	Anode	Segment DP	Anode	Segment DP
3	Cathode	1er caractère	Cathode	1er caractère
4	Anode	Segment d_2	Anode	Segment d_2
5	Anode	Segment l	Anode	Segment l
6	Cathode	3e caractère	Cathode	3e caractère
7	Anode	Segment e	Anode	Segment e
8	Anode	Segment m	Anode	Segment m
9	Anode	Segment k	Anode	Segment k
10	Cathode	4e caractère	Cathode	4e caractère
11	Anode	Segment d_1	Anode	Segment d_1
12	Anode	Segment j	Cathode	6e caractère
13	Anode	Segment C_0	Cathode	8e caractère
14	Anode	Segment g_2	Cathode	7e caractère
15	Anode	Segment a_2	Cathode	5e caractère
16	Anode	Segment i	Anode	Segment j
17	Cathode	2e caractère	Anode	Segment C_0
18	Anode	Segment b	Anode	Segment g_2
19	Anode	Segment a_1	Anode	Segment a_2
20	Anode	Segment c	Anode	Segment i
21	Anode	Segment h	Cathode	2e caractère
22	Anode	Segment f	Anode	Segment b
23			Anode	Segment a_1
24			Anode	Segment c
25			Anode	Segment h
26			Anode	Segment f

Conditions d'exploitation

CALCUL DES PARAMETRES

Les afficheurs numériques HDSP-6504/6508 sont des dispositifs monolithiques constitués par 16 segments et 2 points, à diodes électroluminiscentes GaAsP. Les segments identiques de chaque caractère sont interconnectés pour constituer un réseau 18 x N où N représente le nombre de caractères de l'afficheur. Les deux points sont considérés comme des caractères indépendants avec leur propre structure. Des explications supplémentaires concernant les possibilités d'affichage d'autres caractères, la conversion du code ASCII pour l'affichage à 16 segments et les différents systèmes de commande, sont donnés dans la Note d'Applications 1003.

Ces afficheurs ont été spécialement conçus pour être utilisés en multiplex, avec un courant direct crête minimal, en fonction du temps, de 7 mA. En utilisation normale, il suffit de dix segments sur seize pour représenter le caractère le plus complexe. C'est pourquoi, sauf mention contraire, les caractéristiques de cette notice sont données pour 10 segments éclairés par caractère*.

La chute de tension crête maximale aux bornes de chaque segment doit être connue pour calculer la dissipation par caractère et la valeur des résistances série.
La tension directe peut être relevée sur la courbe de la figure 4 ou calculée de la manière suivante :

Pour $10\ mA \leq I_{PEAK} \leq 30\ mA$:
$V_F\ PEAK = 1{,}58\ V + I_{PEAK}\ (10{,}7\ \Omega)$

Pour $30\ mA \leq I_{PEAK} \leq 200\ mA$:
$V_F\ PEAK = 1{,}85\ V + I_{PEAK}\ (1{,}8\ \Omega)$

SYSTEME OPTIQUE ET AMELIORATION DU CONTRASTE

Chaque puce monolithique est placée sous une lentille grossissante donnant un caractère de 3,81 mm de hauteur. L'angle de diffusion est de 75° dans le plan horizontal et de 75° dans le plan vertical, avec un très faible décalage axial. Ces deux propriétés, ajoutées à la grande stérance des segments, permettent une excellente lisibilité jusqu'à 2 m sous forte lumière ambiante. Le contraste est amélioré en utilisant les filtres optiques des marques suivantes (ou équivalents) : PANELGRAPHIC : RUBY RED 60, DARK RED 63 ou PURPLE 90; SGL HOMALITE : H100-1605 RED ou H100-1804 PURPLE; PLEXIGLASS 2423; pour des éclairages ambiants très forts tels que lumière solaire indirecte, le LIGHT CONTROL FILM de 3M est recommandé en RED 655, VIOLET, PURPLE ou NEUTRAL DENSITY. Pour les applications ne nécessitant que 4 ou 8 caractères, on peut ajouter une loupe (réf. HDSP-6505, quatre caractères ou HDSP-6509, huit caractères) sur la lentille primaire. Elle agrandit les caractères à 4,45 mm de hauteur sans perte dans le champ horizontal.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les afficheurs sont constitués par des diodes électroluminescentes fixées mécaniquement, dont les sorties sont soudées sur un substrat en carte de circuits imprimés haute température. Le boîtier en plastique moulé, protégeant les circuits, constitue le jeu de lentilles grossissantes. Son étanchéité est assurée à l'arrière par coulage de résine époxy.

Les boîtiers quatre et huit caractères peuvent former une ligne, multiple de quatre caractères. On pourra par exemple réaliser un afficheur 20 caractères en alignant un HDSP-6504 et deux HDSP-6508. Ces boîtiers sont directement soudés sur carte de circuits imprimés ou montés sur des supports de circuits intégrés LSI 24 ou 28 broches.

Une soudure à la vague correcte dépend du type de machine et de la procédure utilisés, consulter Hewlett-Packard.

* Plus de 10 segments peuvent être éclairés sur un caractère donné à condition que la puissance dissipée par ce dernier ne dépasse pas la puissance dissipable en fonction de la température.

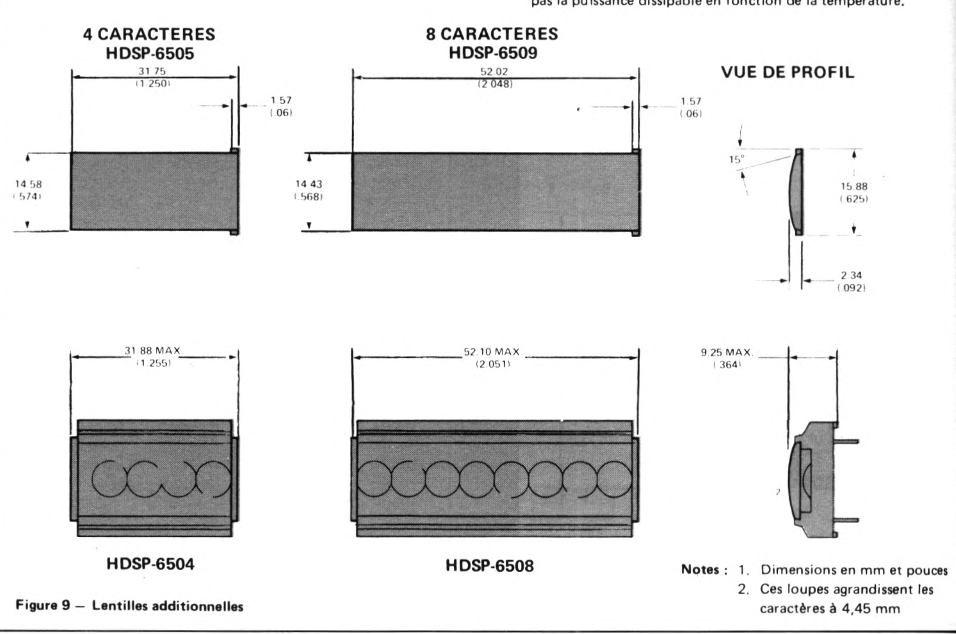
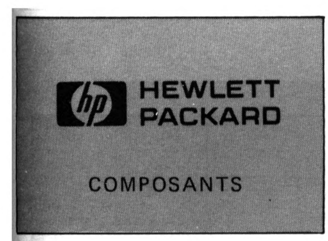


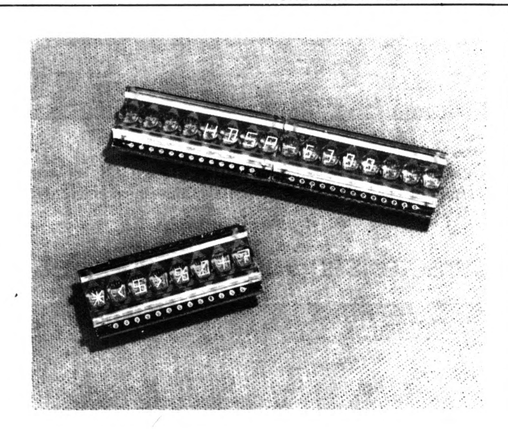
Figure 9 — Lentilles additionnelles



AFFICHEURS ALPHANUMÉRIQUES 16 SEGMENTS A SEMI-CONDUCTEURS

HDSP-6300

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- **AFFICHEURS ALPHANUMERIQUES**
  Permettent la reproduction des 64 caractères du code ASCII et de caractères spéciaux
- **CARACTERE A 18 SEGMENTS Y COMPRIS POINTS HAUT ET BAS CENTRES**
- **HAUTEUR DES CARACTERES 3,56 mm**
- **GRANDE FACILITE DE MONTAGE**
  Boîtiers DUAL-IN-LINE 8 caractères
  Boîtier alignable aux deux extrémités
  Broches de sorties enfichables
  Entraxe 2,54 mm x 15,24 mm
  Dispositif à cathode commune
- **FAIBLE CONSOMMATION**
  1,0 à 1,5 mA en moyenne par segment, fonction des niveaux crêtes de courant
- **TRES BONNE LISIBILITE DES CARACTERES**
  Dessin continu des lettres ou chiffres
  Très bon contraste
  Entraxe des caractères 5,08 mm
  Très bon alignement des caractères
  Excellente lecture jusqu'à 2 m
- **ELECTRONIQUE A ASSOCIER**
  Commande par décodeur et générateur de caractères
  Interface facile avec microprocesseur ou circuits LSI

CLASSEMENT PAR INTENSITE LUMINEUSE
Assure l'homogénéité de l'intensité lumineuse entre boîtiers

Description

L'afficheur alphanumérique HDSP-6300 comporte 8 caractères constitués par 18 segments à diodes électroluminescentes rouges GaAsP en boîtiers à sortie DUAL-IN-LINE, à souder directement sur cartes de circuits imprimés à monter ou sur supports de circuits intégrés. Le caractère lumineux émis par les diodes est agrandi par une lentille qui augmente d'autre part l'intensité lumineuse, tout en conservant une très faible consommation. Sur les 18 segments, 16 servent à afficher des caractères alphanumériques, les deux derniers servent de point décimal et de deux points. 5 caractères occupent 25,4 mm.

Applications

Ces afficheurs alphanumériques sont particulièrement séduisants dans les applications suivantes : périphériques et terminaux d'ordinateurs, unités mobiles de secours pour ordinateurs, tableaux de bord d'automobiles, calculateurs de bureau, équipements de commandes centralisées d'usines, instruments portatifs et tous systèmes à faible consommation.

Valeurs limites absolues

Symbole	Paramètres	Min.	Max.	Unités
I_{PEAK}	Courant direct crête par segment ou point (durée ⩽ 417 µs)		150	mA
I_{AVG}	Courant moyen par segment ou point (1)		6,25	mA
P_D	Dissipation moyenne par caractère (1, 2)		133	mW
T_A	Température de fonctionnement (ambiance)	– 40	+ 85	°C
T_S	Température de stockage	– 40	+ 100	°C
V_R	Tension inverse		5	V
	Température de soudage à 1,6 mm sous le plan inférieur du boîtier, t ⩽ 3 s		260	°C

Notes :

1. Les conditions de fonctionnement en mode multiplex sont déduites des courbes des figures 1 et 2.
2. Au-dessus de 50°C, la dissipation diminue linéairement de 2,47 mW/°C, P_D max. à 85°C = 47 mW.

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°$ C

Symbole	Paramètres	Conditions d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unités
I_V	Intensité lumineuse, temps moyen 16 segments éclairés (3, 4)	I_{PEAK} = 24 mA facteur de forme 1/16	400	1200		µcd
V_F	Tension directe par segment ou point	I_F = 24 mA 1 segment éclairé		1,6	1,9	V
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			655		nm
λ_d	Longueur d'onde dominante (5)			640		nm
I_R	Courant inverse par segment ou point	V_R = 5 V		10		µA
$R\theta_{J-B}$	Résistance thermique jonction-broche par DEL			250		°C/W/Car

Notes :

3. Le rapport des intensités entre les différents segments d'un chiffre doit être tel que chaque segment ait la même stérance lumineuse. Chaque segment aura ainsi la même luminosité vis à vis de l'oeil.
4. Il n'est pas recommandé de descendre au-dessous de 7 mA crête.
5. La longueur d'onde dominante, λ_d, est extraite de la gamme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde définissant la couleur, en l'occurence le rouge standard.

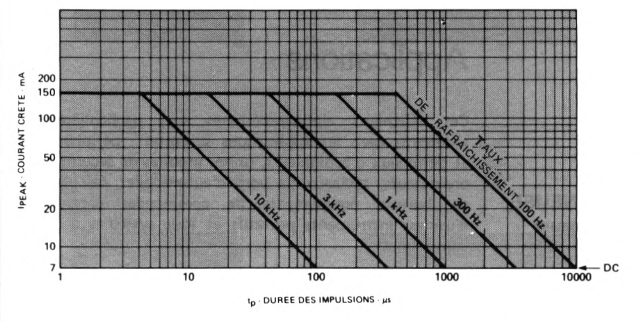


FIGURE 1 – Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions. Au-dessus de 50°C, appliquer le facteur de dérive indiqué sur la courbe de la figure 2

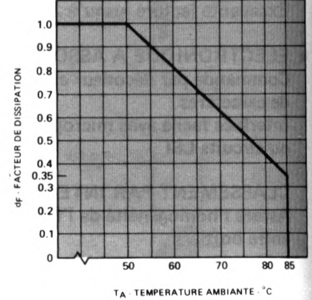


FIGURE 2 – Facteur de dissipation quand T_A dépasse 50°C

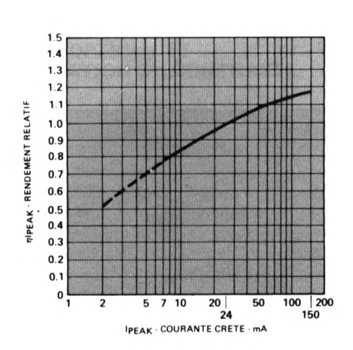


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (intensité lumineuse par courant unité) en fonction du courant crête par segment

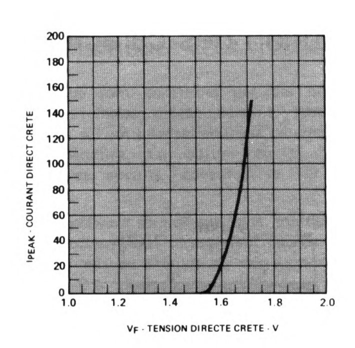


FIGURE 4 — Courant direct crête par segment en fonction de la tension direct crête

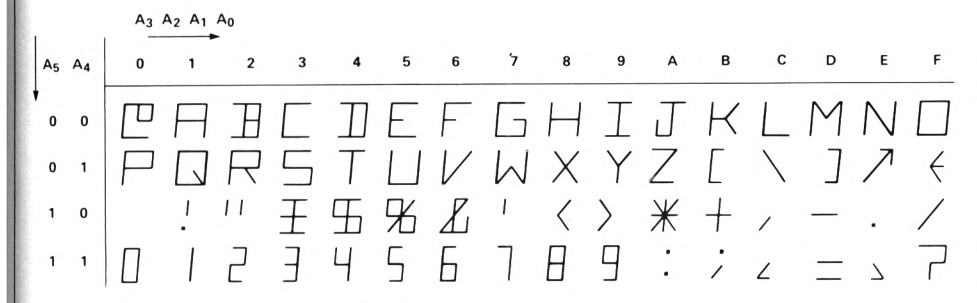


FIGURE 5 — Les 64 caractères ACII



Caractères complémentaires

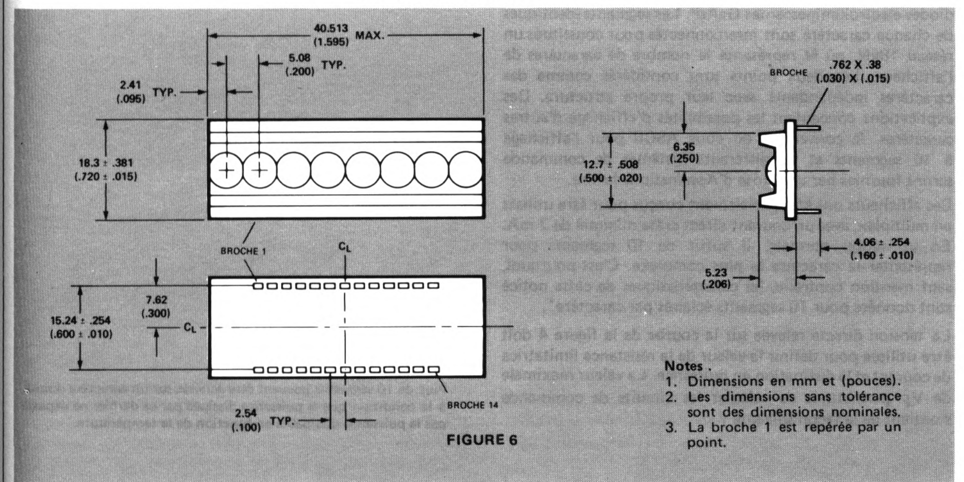


FIGURE 6

Constitution des caractères

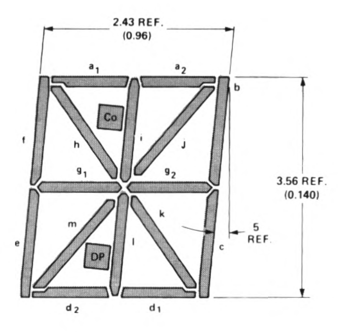


FIGURE 7

BROCHAGE

Broche	Fonction	
1	Anode	Segment K
2	Anode	Segment D_1
3	Anode	Segment C
4	Cathode	Caractère 1
5	Cathode	Caractère 2
6	Cathode	Caractère 3
7	Cathode	Caractère 4
8	Anode	Segment L
9	Anode	Segment G_2
10	Anode	Segment E
11	Anode	Segment M
12	Anode	Segment D_2
13	Anode	Segment DP
14	Anode	Segment A_2
15	Anode	Segment I
16	Anode	Segment J
17	Cathode	Caractère 8
18	Cathode	Caractère 7
19	Cathode	Caractère 6
20	Cathode	Caractère 5
21	Anode	Segment C_0
22	Anode	Segment G_1
23	Anode	Segment B
24	Anode	Segment F
25	Anode	Segment H
26	Anode	Segment A_1

Conditions d'exploitation

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs numériques HDSP-6300 sont des dispositifs monolithiques constitués par 16 segments et deux points à diodes électroluminescentes GaAsP. Les segments identiques de chaque caractère sont interconnectés pour constitués un réseau 18xN, où N représente le nombre de caractères de l'afficheur. Les deux points sont considérés comme des caractères indépendants avec leur propre structure. Des explications concernant les possibilités d'affichage d'autres caractères, la conversion du code ASCII pour l'affichage à 16 segments et les différents systèmes de commande seront fournies par une Note d'Applications future.

Ces afficheurs ont été spécialement conçus pour être utilisés en multiplex, avec un courant direct crête minimal de 7 mA. En utilisation normale, il suffit de 10 segments pour représenter le caractère le plus complexe. C'est pourquoi, sauf mention contraire, les caractéristiques de cette notice sont données pour 10 segments éclairés par caractère*.

La tension directe relevée sur la courbe de la figure 4 doit être utilisée pour définir la valeur de la résistance limitatrice de courant et la dissipation en puissance. La valeur maximale de V_F permettant de calculer les circuits de commande s'obtient de la façon suivante :

Pour 30 mA $\leqslant I_{PEAK} \leqslant$ 150 mA :
$V_F = 1{,}85\ V + I_{PEAK}\ (1{,}8\ \Omega)$

Pour 10 mA $\leqslant I_{PEAK} \leqslant$ 30 mA :
$V_F = 1{,}58\ V + I_{PEAK}\ (10{,}7\ \Omega)$

* Plus de 10 segments peuvent être éclairés sur un caractère donné, à la condition que la puissance dissipée par ce dernier ne dépasse pas la puissance dissipable en fonction de la température.

SYSTEME OPTIQUE ET AMELIORATION DU CONTRASTE

Chaque puce monolithique est placée sous une lentille grossissante donnant un caractère de 3,56 mm de hauteur. L'angle de diffusion est de 60° dans le plan horizontal et de 55° dans le plan vertical, avec un très faible décalage axial. Ces deux propriétés, ajoutées à la grande stérance des segments, permettent une excellente lisibilité jusqu'à 1,5 m sous forte lumière ambiante. Le contraste est amélioré en utilisant les filtres optiques des marques suivantes (ou équilavents) : Panelgraphic Ruby Red 60, Dark Red 63 ou Purple 90; SGL Homalite H100-1605 Red ou H100-1804 Purple; Plexiglas 2423. Pour des éclairages ambiants très forts, tels que lumière solaire indirecte, le Light Control Film de 3 M est recommandé en Red 655, Violet, Purple ou Neutral Density.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les afficheurs sont constitués par des diodes électroluminescentes fixées mécaniquement, dont les sorties sont soudées sur un substrat en carte de circuits imprimés haute température. Le boîtier en plastique moulé, protégeant les circuits, constitue le jeu de lentilles grossissantes.

Les boîtiers peuvent former une ligne, multiple de 8 caractères. Ces boîtiers sont directement soudés sur carte de circuits imprimés ou montés sur des supports de circuits intégrés LSI 28 broches.

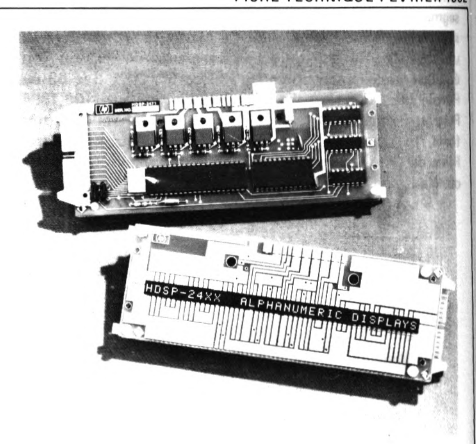
Une soudure à la vague correcte dépend du type de machine et de la procédure utilisés, consulter Hewlett-Packard.



SYSTÈME D'AFFICHAGE ALPHANUMÉRIQUE A MATRICES DE POINTS 5x7

HDSP-2416, -2424, -2432, -2440, -2470, -2471, -2472

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- **SYSTEME D'AFFICHAGE ALPHANUMERIQUE COMPLET UTILISANT DES AFFICHEURS HDSP-2000**
- **GENERATEUR 64 OU 128 CARACTERES ASCII OU PARTICULIERS A L'UTILISATEUR**
- **AFFICHEUR 16, 24, 32 OU 40 CARACTERES SELON MODELE**
- **FORMATS D'ENTREE DES DONNEES MULTIPLES –**
  à gauche, à droite, par RAM, par groupe
- **FONCTIONS EDITION DE TEXTE . CURSEUR, ESPACE ARRIERE, ESPACE AVANT, INSERTION, SUPPRESSION, EFFACEMENT**
- **POSSIBILITE DE SORTIR LES DONNEES**
- **UNE SEULE SOURCE D'ALIMENTATION 5 V**
- **COMPATIBILITE TTL**
- **INTERFACE FACILE AVEC CLAVIER OU MICROPROCESSEUR**



Description

Les systèmes d'affichage alphnumériques de la série HDSP-24XX donnent à l'utilisateur le moyen d'obtenir un ensemble comportant à la fois l'afficheur à matrice 5 x 7 et ses circuits de commande.

Ces circuits dispensent les utilisateurs des problèmes de maintenance et réduisent les interfaces qui sont normalement nécessaires pour des afficheurs alphanumériques.

Chaque système d'affichage comporte :

1. Une carte supportant tous les circuits de commande de l'afficheur, c'est-à-dire, un microprocesseur préprogrammé avec sa logique associée, qui fournit les signaux de décodage, de mémoire et de commande nécessaires à l'interface d'un afficheur HDSP-2000. En plus, ces circuits acceptent quatre modes d'entrée des données et comportent plusieurs routines d'édition puissantes.
2. Une carte de circuits imprimés ayant une faible résistance thermique sur laquelle sont alignés plusieurs afficheurs HDSP-2000, équilibrés pour avoir une intensité lumineuse homogène.

Ce système d'afficheurs alphanumérique est intéressant dans les applications telles que : les terminaux d'entrée de données, l'instrumentation, les machines à écrire électroniques et tous les systèmes qui demandent des afficheurs alphanumériques faciles à utiliser.

Références

AFFICHEURS	
HDSP-2416	Afficheur 16 caractères constitué par quatre DHSP-2000 alignés
HDSP-2424	Afficheur 24 caractères constitué par six HDSP-2000 alignés
HDSP-2432	Afficheur 32 caractères constitué par huit HDSP-2000 alignés
HDSP-2440	Afficheur 40 caractères constitué par dix HDSP-2000 alignés
CARTE DE COMMANDE	
HDSP-2470	Interface pour HDSP-2000 avec décodeur 64 caractères ASCII
HDSP-2471	Interface pour HDSP-2000 avec décodeur 128 caractères ASCII
HDSP-2472	Interface pour DHSP-2000 sans décodeur ASCII mais avec support de circuits intégrés 24 broches pouvant recevoir une mémoire PROM de 8 x 1 K programmable (jeu de 128 caractères propre à l'utilisateur)

Pour commander un ensemble complet, spécifier la référence d'une seule carte de commande et d'un seul ensemble d'afficheurs.

HDSP-2470/-2471/-2472

Valeurs limites absolues

V_{CC} . . . . −0,5 V à 6,0 V
Température ambiante de fonctionnement (T_A) . . . . 0° C à +70° C
Température de stockage (T_S) . . . . . . −55° C à +100° C
Tension à l'une quelconque des entrées ou sorties . . . . −0,5 V à 6,0 V
Courant de source continu pour chaque étage de commande . . . . . . 5 A (durée 60 s max.)

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,75	5,25	V
Courant de sortie données	I_{OL}		0,4	mA
	I_{OH}		−20	μA
Courant données prêtes, données valides, données affichées, colonne validée	I_{OL}		1,6	mA
	I_{OH}		−40	μA
Courant horloge	I_{OL}		10	mA
	I_{OH}		−1,0	mA
Courant colonnes 1, 5	I_{SOURCE}		−5,0	A

Caractéristiques électriques dans la plage de températures

(sauf indications contraires)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	
Courant alimentation (1)	I_{CC}			400	mA	V_{CC} = 5,25 V, Circuit de commande Colonne en fonctionnement Toutes sorties ouvertes	
Seuil d'entrée niveau haut sauf remise à zéro	V_{IH}	2,0			V	V_{CC} = 5,0 V ± 0,25 V	
Seuil d'entrée niveau haut, remise à zéro (2)	V_{IH}	3,0			V	V_{CC} = 5,0 V ± 0,25 V	
Seuil d'entrée niveau bas, toutes entrées	V_{IL}			0,8	V	V_{CC} = 5,0 V ± 0,25 V	
Tension, sortie données	V_{OH}	2,4			V	I_{OH} = −20 μA	V_{CC} = 4,75 V
	V_{OL}			0,5	V	I_{OL} = 0,4 mA	V_{CC} = 4,75 V
Tension, sortie horloge	$V_{OH}Clk$	2,4			V	I_{OH} = −1000 μA	V_{CC} = 4,75 V
	$V_{OL}Clk$			0,5	V	I_{OL} = 10,0 mA	V_{CC} = 4,75 V
Tension de sortie, données prêtes données valides, colonne validée	V_{OH}	2,4			V	I_{OH} = −40 μA	V_{CC} = 4,75 V
	V_{OL}			0,5	V	I_{OL} = 1,6 mA	V_{CC} = 4,75 V
Courant d'entrée (3), toutes entrées sauf remise à zéro, validation circuit et D_7	I_{IH}			−0,3	mA	V_{IH} = 2,4 V	V_{CC} = 5,25 V
	I_{IL}			−0,6	mA	V_{IL} = 0,5 V	V_{CC} = 5,25 V
Courant d'entrée, remise à zéro	I_{IH}			−0,3	mA	V_{IH} = 3,0 V	V_{CC} = 5,25 V
	I_{IL}			−0,6	mA	V_{IL} = 0,5 V	V_{CC} = 5,25 V
Courant d'entrée, validation circuit, D_7	I_I	−10		+10	μA	$0 < V_I < V_{CC}$	
Tension de sortie colonne	$V_{OL}COL$	2,6	3,2		V	I_{OUT} = −5,0 A	V_{CC} = 5,00 V

Notes :

1. Voir Figure 11, pour le courant total du système
2. La remise à zéro peut se faire extérieurement en mettant la sortie REMISE A ZERO à la masse, soit avec un interrupteur soit avec une porte TTL pendant au moins 50 ms. Pour que la remise à zéro à la mise sous tension soit effective, il faut que la commutation se fasse à une vitesse > 100 V/s
3. Des surtensions peuvent se produire sur ces lignes, elles n'ont toutefois aucune action sur le fonctionnement des HDSP-2470/-2471 et -2472

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation V_{CC} par rapport à la masse . . . . – 0,5 V à 6,0 V
Entrées, sorties données et V_B . . . . – 0,5 V à V_{CC}
Tension d'entrée colonne (V_{COL}) . . . . – 0,5 V à + 6,0 V
Température ambiante de fonctionnement à l'air libre (T_A) (1) . . . . 0° C à + 55° C
Température de stockage . . . . – 55° C à + 100° C

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Norm.	Max.	Unité
Tension alimentation	V_{CC}	4,75	5,0	5,25	V
Tension entrée colonne, colonne validée	V_{COL}	2,6			V
Temps établis.	t_{SETUP}	70	45		ns
Temps maintien	t_{HOLD}	30	0		ns
Largeur impuls. horloge	$t_{W(CLOCK)}$	75			ns
Fréquence horloge	$f_{(CLOCK)}$	0		3	MHz
Temps transition horloge	t_{THL}			200	ns
Température ambiante de fonctionnement à l'air libre (1)	T_A	0		55	°C

Caractéristiques électriques dans la plage de températures

(sauf indications contraires)

Paramètre		Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	
Courant alimentation (1)		I_{CC}		45n	60n(2)	mA	V_{CC} = 5,25 V $V_{CLOCK} = V_{DATA}$ = 2,4 V Tous les étages en Logique 1	V_B = 0,4 V
				73n	95n	mA		V_B = 2,4 V
Courant de colonne à l'entrée d'une colonne quelconque		I_{COL}			1,5n	mA	$V_{CC} = V_{COL}$ = 5,25 V Tous les étages en Logique 1	V_B = 0,4 V
				335n	410n	mA		V_B = 2,4 V
Intensité lumineuse crête par DEL (moyenne par caractère)		$I_{V\ PEAK}$	105	200		µcd	V_{CC} = 5,0 V, V_{COL} = 3,5 V T_j = 25° C (3), V_B = 2,4 V	
Tension de seuil V_B, niveau haut, entrée données ou horloge		V_{IH}	2,0			V	$V_{CC} = V_{COL}$ = 4,75 V	
Tension de seuil V_B, niveau bas, entrée données ou horloge		V_{IL}			0,8	V		
Courant d'entrée Logique 1	V_B, horloge	I_{IH}			80	µA	V_{CC} = 5,25 V, V_{IH} = 2,4 V	
	Entrée donnée				40	µA		
Courant d'entrée Logique 0	V_B, horloge	I_{IL}		– 500	– 800	µA	V_{CC} = 5,25 V, V_{IL} = 0,4 V	
	Entrée données			– 250	– 400	µA		
Dissipation totale par carte (4)		P_D		0,66n		W	V_{CC} = 5,0 V, V_{COL} = 2,6 V 15 points (DEL) éclairés par caractère V_B = 2,4 V	

*

Notes :
1. Le fonctionnement au-dessus de 50° C (70° C max.) est possible en utilisant une ventilation par air forcée, appliquée perpendiculairement à la carte côté composants du HDSP-247X (150 fpm au niveau de la mer)
2. n = nombre de boîtiers HDSP-2000 constituant l'afficheur :
   HDSP-2416 n = 4
   HDSP-2424 n = 6
   HDSP-2432 n = 8
   HDSP-2440 n = 10
3. T_j = température du boîtier juste avant la mesure de luminosité
4. Dissipation totale tous caractères éclairés

CONSIDERATIONS GENERALES

Les cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472 pour afficheurs alphanumériques permettent l'interface entre un système alphanumérique ASCII quelconque et les afficheurs HDSP-2000. La donnée ASCII peut être introduite dans le système dans l'un des 4 modes suivants : entrée à droite, à gauche, par RAM, par groupe de données. La donnée est stockée dans la mémoire RAM interne du système. La donnée décodée assure le rafraîchissement de l'affichage de 4 à 48 caractères.

L'interface d'un système quelconque est réalisé au moyen de huit entrées DONNEES, cinq entrées ADRESSE RAM, une entrée VALIDATION CIRCUIT (CHIP SELECT), une entrée REMISE A ZERO, sept sorties DONNEES, une sortie PRET, une sortie DONNEE VALIDE et une sortie VALIDATION COLONNE. Un niveau bas à l'entrée REMISE A ZERO efface l'afficheur et initialise le système. Un niveau bas à l'entrée VALIDATION CIRCUIT provoque le chargement des données appliquées sur les ENTREES DONNEES et les entrées ADRESSE RAM. La carte de commande émet un mot d'état, une adresse curseur et 32 caractères ASCII transmis aux sorties SORTIE DONNEE et DONNEE VALIDE pendant que le système attend le rafraîchissement de la colonne suivante de l'afficheur. La sortie VALIDATION COLONNE peut être utilisée pour synchroniser la fonction SORTIE DONNEE. Le synoptique des cartes de commande HDSP-2470/-2471 et -2472 est donné ci-après.

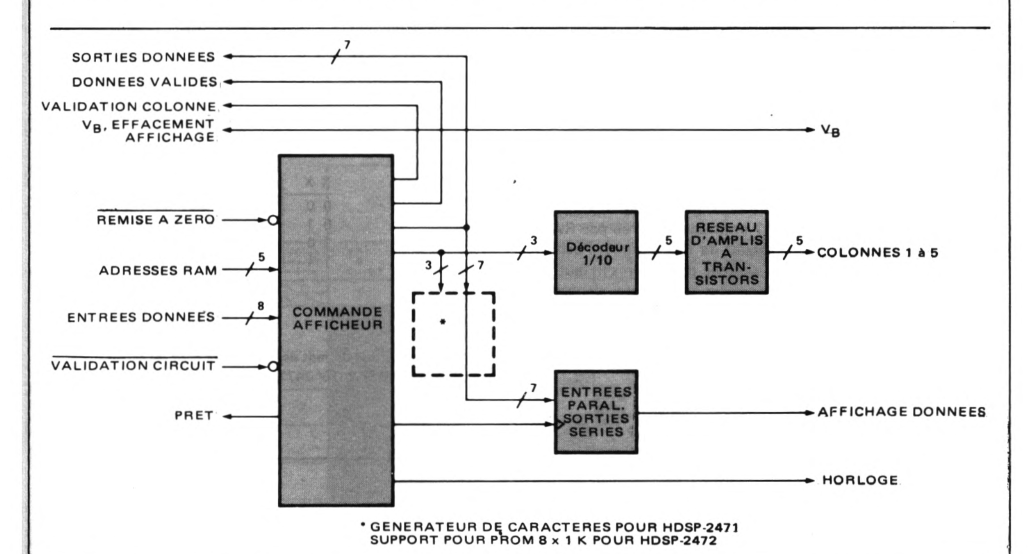


FIGURE 1 – Bloc diagramme des cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472

L'interface entre la carte de commande et les afficheurs HDSP-2000 est réalisé par l'intermédiaire de cinq SORTIES COLONNE, une sortie HORLOGE, une sortie AFFICHAGE DONNEE et la sortie VALIDATION COLONNE. L'utilisateur doit raccorder la sortie AFFICHAGE DONNEE à l'entrée ENTREE DONNEE de l'afficheur HDSP-2000 situé à l'extrême gauche et raccorder sa broche SORTIE DONNEE à la broche ENTREE DONNEE de l'afficheur suivant et ainsi de suite jusqu'au dernier afficheur. Chaque borne SORTIE COLONNE du système doit être raccordée à la borne ENTREE COLONNE sur chaque boîtier HDSP-2000 (exemple : SORTIE COLONNE 1 raccordée aux bornes COLONNE 1 de chaque HDSP-2000, etc.). Les afficheurs HDSP-24XX sont conçus pour être raccordés directement à la carte de commande HDSP-247X. Les bornes SORTIE COLONNE débitent suffisamment de courant pour alimenter un ensemble d'afficheurs à 48 caractères. La modulation par impulsion de l'intensité lumineuse peut être réalisée en raccordant la ligne VALIDATION COLONNE à l'entrée d'un monostable et la sortie de ce dernier à l'entrée V_B des afficheurs HDSP-2000. Le système est réglé pour rafraîchir l'afficheur à la cadence de 100 Hz. La durée de l'impulsion VALIDATION COLONNE est définie pour obtenir l'intensité lumineuse maximale (voir Figure 2).

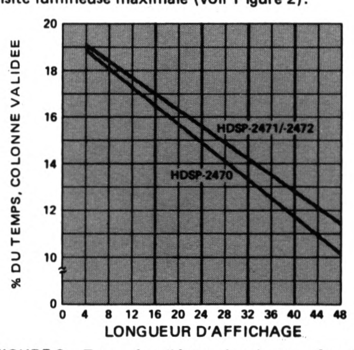


FIGURE 2 – Temps de validation de colonne en fonction de la longueur de l'afficheur pour les cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472

MODE DE COMMANDE/ENTREE DES DONNEES

Le fonctionnement de la carte de commande HDSP-247X est assuré par l'intermédiaire d'un mot de 8 bits qui fournit au contrôleur soit un mot de commande soit une entrée donnée standard ASCII. En plus, les deux lignes de commande, VALIDATION CIRCUIT et PRET, fournissent des signaux permettant de converser avec le SYSTEME.

Un niveau logique bas appliqué sur la ligne VALIDATION CIRCUIT (> 6 μs) met la carte de commande en mesure de lire les huit lignes ENTREE DONNEE et détecte la présence soit d'un mot de commande, soit d'un mot de donnée ASCII en fonction de l'état logique du bit le plus significatif (D_7). Si la carte détecte un état logique haut en D_7, l'état de D_6 à D_0 déterminera le mode d'entrée de la donnée et le nombre de caractères alphanumériques à afficher.

Le format du mot de commande à 8 bits est indiqué dans les tableaux de la Figure 3. Pour le mot de commande (D_7 état haut), les bits D_6 et D_5 définissent le mode d'entrée choisi (à gauche, à droite, etc.), et les bits D_3 et D_0 déterminent la longueur de l'affichage. Le bit D_4 est ignoré.

Les entrées du mot de commande sont tout d'abord vérifiées pour savoir si le mot de commande est valable. Le système ignore toute longueur d'affichage supérieure à 1011 pour le mode d'entrée à gauche, à droite, par groupe de données et à 0111 en mode d'entrée par RAM. Si le mot est valable, le tableau de la Figure 4, Position actuelle - Position suivante, permet de savoir s'il faut ou non effacer l'affichage. Pour des affichages dépassant 32 caractères, l'entrée par RAM peut être utilisée comme un outil d'édition très puissant ou pour pré-introduire le curseur. Avec d'autres transitions, la mémoire de donnée interne est effacée.

MOT DE COMMANDE

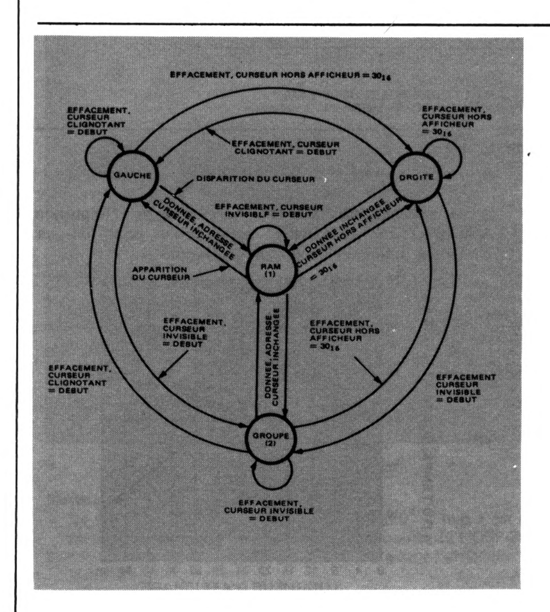
D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
1	X	X	–	Y	Y	Y	Y

Y Y Y Y	LONGUEUR D'AFFICHAGE
0 0 0 0	4 CARACTERES
0 0 0 1	8 "
0 0 1 0	12 "
0 0 1 1	16 "
0 1 0 0	20 "
0 1 0 1	24 "
0 1 1 0	28 "
0 1 1 1	32* "
1 0 0 0	36 "
1 0 0 1	40 "
1 0 1 0	44 "
1 0 1 1	48 "

* Maximum en mode d'entrée par RAM

X X	MODE D'ENTREE DES DONNEES
0 0	MODE D'ENTREE PAR RAM
0 1	MODE D'ENTREE A GAUCHE
1 0	MODE D'ENTREE A DROITE
1 1	MODE D'ENTREE PAR GROUPE

FIGURE 3 – Format du mot de commande pour les cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472



(1) LE MOT D'ENTREE PAR RAM EST VALABLE POUR L'AFFICHAGE DE 32 CARACTERES OU MOINS

(2) A LA SUITE DU PASSAGE DU MODE RAM EN MODE GROUPE LORSQUE L'ADRESSE DU CURSEUR EST 48 (30_{16}) PENDANT LA TRANSITION, LE PREMIER CARACTERE ASCII VALABLE SERA IGNORE, ET LE SECOND CARACTERE SERA INTRODUIT A L'EXTREME GAUCHE DE L'AFFICHEUR

LE DEBUT EST DEFINI COMME SUIT :

LONGUEUR D'AFFICHAGE	ADRESSE CURSEUR DE DEBUT
4	$2C_{16}$, 44_{10}
8	28_{16}, 40_{10}
12	24_{16}, 36_{10}
16	20_{16}, 32_{10}
20	$1C_{16}$, 28_{10}
24	18_{16}, 24_{10}
28	14_{16}, 20_{10}
32	10_{16}, 16_{10}
36	$0C_{16}$, 12_{10}
40	08_{16}, 8_{10}
44	04_{16}, 4_{10}
48	00_{16}

FIGURE 4 – Diagramme état présent - état suivant du système de commande HDSP-2470/-2471/-2472 pour afficheurs alphanumériques

Si D_7 est au niveau logique bas pendant la lecture des lignes ENTREE DONNEE, la carte de commande interprètera D_6 à D_0 comme des données standard ASCII à stocker, décoder et afficher. Le système accepte 7 bits ASCII dans les trois versions. Cependant, le HDSP-2470 n'affiche que les 64 caractères majuscules du code ASCII 20_{16} (espaces) à $5F_{16}$ (—) et ignore tous les caractères ASCII hors de cette zone à l'exception des caractères choisis comme commande d'affichage. Les commandes d'affichage sont décrites Figure 5. Les jeux de caractères affichables avec les HDSP-2470 et -2471 sont indiquées Figure 6.

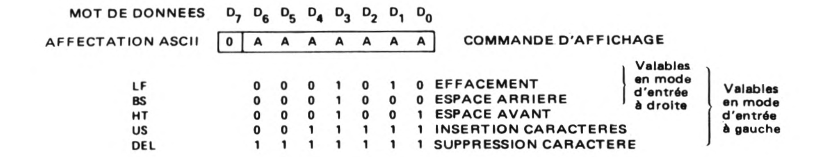
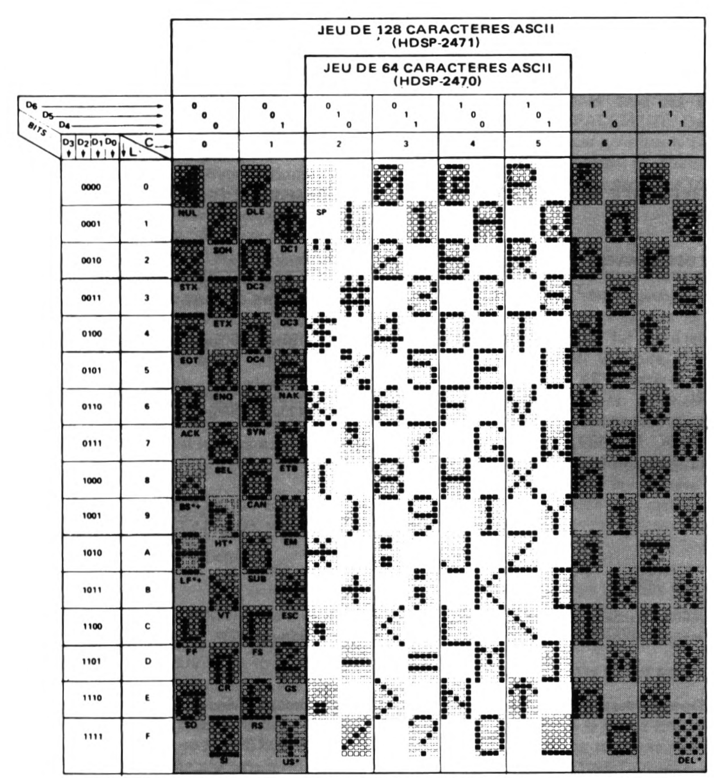


FIGURE 5 — Commande d'affichage sur HDSP-2470/-2471/-2472

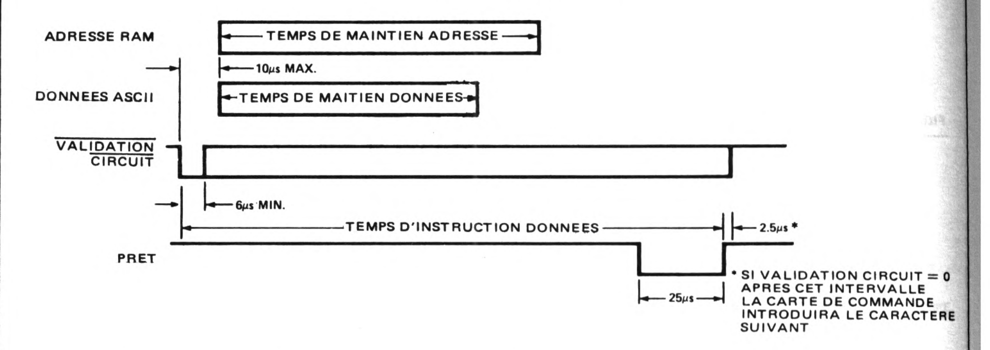


* COMMANDES D'AFFICHAGE EN MODE D'ENTREE A GAUCHE
\+ COMMANDES D'AFFICHAGE EN MODE D'ENTREE A DROITE
C : COLONNE
L : LIGNE

FIGURE 6 — Police de caractères avec HDSP-2470 (police réduite de 64 caractères ASCII) et avec HDSP-2471 (police de 128 caractères ASCII)

Que ce soit un mot de commande ou un mot de donnée ASCII qui se présente à l'entrée, un signal PRET est fourni par la carte de commande après que le mot à l'entrée est introduit. Ce signal PRET se met au niveau bas pendant 25 µs et sur une transition positive, une nouvelle impulsion VALIDATION CIRCUIT peut être reçue par la carte. Le diagramme des temps est donné Figure 7.

CHRONOGRAMME ENTREE DONNEES



TEMPS D'ENTREE DES DONNEES (MAX.) DANS LA GAMME DE TEMPERATURES PRECONISEES (0°C à + 55°C)

MODE D'ENTREE DES DONNEES			FONCTION					
HDSP-	TEMPS DE MAITIEN DES DONNEES*		ENTREE DONNEES	ESPACE ARRIERE	EFFA-CEMENT	ESPACE AVANT	CARACTERE SUPPRESSION	INSERTION
GAUCHE (2471/2)	135µs		235µs	195µs	505µs	205µs	725µs	725µs
GAUCHE (2470)	150µs		245µs	215µs	530µs	225µs	745µs	735µs
DROITE (2471/2)	85µs		480µs	470µs	465µs			
DROITE (2470)	105µs		490µs	490µs	485µs			
RAM (2471/2)	55µs	120µs**	190µs					
RAM (2470)	55µs	130µs**	200µs					
GROUPE (2471/2)	55µs		120µs	(155µs POUR LE CARACTERE DE L'EXTREME DROITE)				
GROUPE (2470)	55µs		130µs	(165µs POUR LE CARACTERE DE L'EXTREME DROITE)				
(2471/2)	50µs		505µs					
(2470)	50µs		505µs					

* Temps minimal pendant lequel l'entrée donnée doit rester valide après que CHOIX POINT passe à l'état bas

** Temps minimal pendant lequel l'adresse RAM doit rester valide après que CHOIX POINT passe à l'état bas

FIGURE 7 – Chronogramme des entrées données et temps nécessaire à leur introduction avec cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472

MODE D'ENTREE PAR GROUPE

Ce mode d'entrée est le plus rapide des quatre, les caractères sont introduits de la gauche vers la droite comme en mode entrée à gauche. Cependant, si l'on entre un nouveau caractère ASCII, lorsque l'afficheur est complètement occupé, il est introduit à l'extrême gauche supprimant et prenant la place du caractère précédemment affiché. Le curseur, toujours invisible, est introduit avec l'adresse du caractère qui doit être affiché à la suite. Ce mode permet la visualisation des 128 caractères ASCII. L'afficheur peut être effacé et le curseur replacé à l'extrême gauche en introduisant un nouveau mot de commande GROUPE.

MODE D'ENTREE PAR RAM

Dans ce mode, les caractères ASCII sont entrés à l'adresse spécifiée par l'adresse RAM à 5 bits. Etant donné qu'il n'y a que cinq lignes d'adresse, ce mode d'affichage n'autorise la visualisation que de 32 caractères ou moins. Quelle que soit la longueur de l'afficheur, l'adresse 00 concerne le caractère le plus à gauche. Les adresses RAM supérieures au nombre de caractères existant physiquement sont ignorées. Le curseur étant invisible, il est toujours introduit avec l'adresse à la droite du précédant caractère, ce qui permet d'introduire le curseur avec une adresse avant de passer sur un autre mode d'entrée. Ce mode d'introduction permet d'utiliser les 128 caractères ASCII car aucun d'eux n'est interprété comme une fonction de commande. L'afficheur est effacé par un nouveau mot de commande RAM.

SORTIE DES DONNEES

Lorsque l'on visualise 32 caractères ou moins, la donnée stockée sur la RAM interne est disponible dans les intervalles compris entre les cycles de rafraîchissement. Le système émet un mot d'état, l'adresse du curseur et la données ASCII de 32 caractères. Le mot d'état indique le mode d'entrée et la longueur d'affichage du système. Le mot d'état en sortie diffère légèrement du mot de commande à l'entrée. Cette différence est visible Figure 8. Quelle que soit la longueur de l'affichage, l'adresse du curseur du caractère de l'extrême droite est 47 ($2F_{16}$) et l'adresse hors écran du curseur 48 (30_{16}). L'adresse du curseur du caractère le plus à gauche est définie comme l'adresse 48 moins la longueur d'affichage. La formule générale pour avoir l'adresse du curseur est la suivante :

ADRESSE DU CURSEUR =
(47 – longueur d'affichage) +
nombre de caractères depuis la gauche

Par exemple, supposons que l'on affiche 16 caractères alphanumériques et que le curseur clignote sur le troisième chiffre à partir de la gauche, l'adresse du curseur est alors : $47 - 16 + 3$ ou 34 (22_{16}) et le 18ème mot de donnée ASCII correspondra au caractère ASCII situé à l'endroit du curseur. En mode d'entrée A GAUCHE ou PAR GROUPE, l'adresse du curseur indique toujours l'emplacement où le caractère de donnée ASCII suivant doit être introduit. En mode d'entrée RAM, les données venant par la droite, l'adresse du curseur est toujours 48 (30_{16}). Le front négatif de l'impulsion de sortie DONNEE VALIDE peut être utilisée pour stocker les 34 mots SORTIE DONNEE sur le système de l'utilisateur. Le diagramme des temps SORTIE DONNEE des HDSP-247X est résumé Figure 8. Lorsque l'on affiche plus de 32 caractères seul le mot d'état est disponible en sortie entre les cycles de rafraîchissement.

MODE D'ENTREE A GAUCHE

Dans ce mode, les caractères sont introduits comme sur une machine à écrire, c'est-à-dire, les uns derrière les autres en partant du début de ligne (justification à gauche). Un curseur clignotant indique l'endroit où apparaîtra le caractère suivant. La commande EFFACEMENT introduit une suite d'espaces sur toute l'étendue de l'afficheur et ramène le curseur à l'extrême gauche de l'afficheur. Les commandes ESPACE AVANT et ESPACE ARRIERE déplacent le curseur sans modifier l'emplacement des caractères, ainsi l'utilisateur peut reculer jusqu'à un certain emplacement, insérer un caractère puis ensuite déplacer le curseur vers la droite. La fonction SUPPRESSION efface *le caractère repéré par le curseur et fait déplacer d'un cran* vers la gauche l'ensemble des caractères affichés pour combler le vide. La fonction INSERTION CARACTERE introduit un indicateur d'état à l'intérieur du système et permet d'insérer un ou plusieurs caractères ASCII à la gauche du curseur. Au fur et à mesure que sont introduits les nouveaux caractères, le curseur, le caractère repéré par le curseur et tous les caractères à droite du curseur sont déplacés d'un cran vers la droite. L'arrêt de cette fonction est obtenu par une seconde introduction de la fonction INSERTION CARACTERE, ou par l'introduction de l'une des fonctions ESPACE ARRIERE, ESPACE AVANT, EFFACEMENT, SUPPRESSION. En mode d'entrée à gauche, lorsque tous les caractères de l'afficheur sont illuminés, le système ignore tous les caractères sauf ESPACE ARRIERE et EFFACEMENT. Dans ce système, le curseur ne peut se déplacer qu'entre le caractère situé à l'extrême gauche de l'afficheur et l'extrême droite de l'afficheur juste après le dernier caractère (curseur invisible hors afficheur).

MODE D'ENTREE A DROITE

En mode d'entrée à droite, les caractères sont affichés successivement de la droite vers la gauche en commençant par l'extrême droite. Chaque caractère se trouve décalé d'un cran vers la gauche au fur et à mesure que les caractères sont introduits sur la droite. Dans ce mode, le système peut emmagasiner 48 caractères ASCII, seuls les derniers caractères entrés sont affichés. La fonction EFFACEMENT introduit une suite d'espace sur tout l'afficheur. La fonction ESPACE ARRIERE déplace l'affichage entier d'un cran à droite supprimant le dernier caractère introduit et affichant le caractère suivant stocké dans la mémoire tampon de 48 caractères. Ce mode d'entrée permet de réaliser très facilement des affichages à défilement continu. Les fonctions ESPACE AVANT, INSERTION et SUPPRESSION représentent des caractères car elles ne sont pas traitées en tant que fonction d'édition. Dans ce mode d'introduction, le curseur est situé immédiatement à droite (hors écran).

MISE SOUS TENSION DU SYSTEME

Lorsque le système est mis sous tension, il efface l'affichage et vérifie l'état où se trouve la borne ENTREE DONNEE, D_7. Si $D_7 > 2$ V, le système stocke le mot de commande disponible sur les bornes ENTREE DONNEE. Si $D_7 \leqslant 0{,}8$ V ou que le système détecte un mot de commande non valide, le système se place en mode d'entrée à gauche pour afficher 32 caractères, avec curseur clignotant à l'emplacement le plus à gauche. Pour que la fonction REMISE A ZERO ALIMENTATION fonctionne correctement, l'alimentation doit être commutée à une vitesse supérieure à 100 V/s. De plus, le système peut être remis à zéro en plaçant l'entrée REMISE A ZERO à un niveau bas pendant au moins 50 ms. Le diagramme des temps est donné Figure 9.

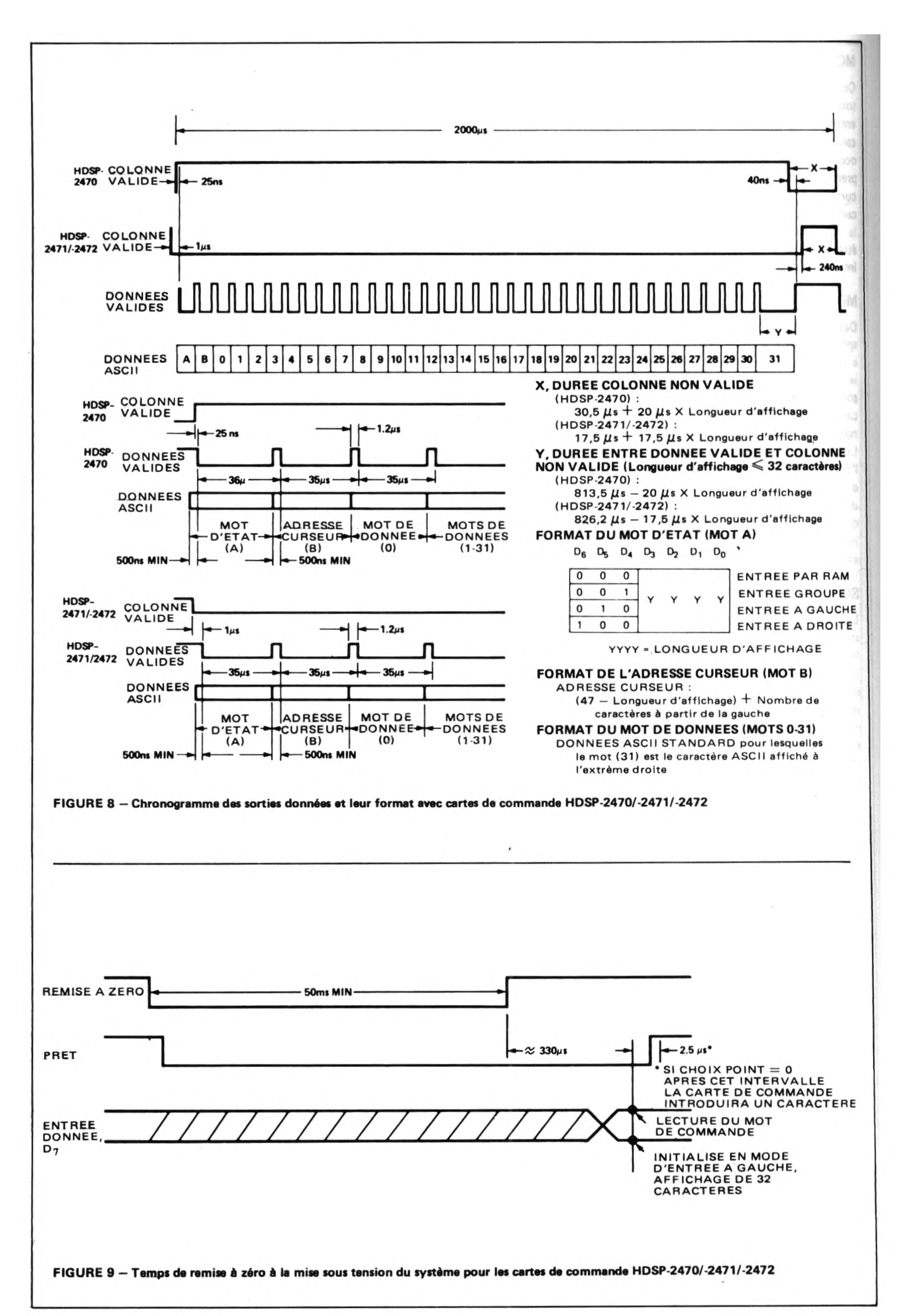


FIGURE 8 – Chronogramme des sorties données et leur format avec cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472

FIGURE 9 – Temps de remise à zéro à la mise sous tension du système pour les cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472

JEUX DE CARACTERES SPECIAUX

La carte de commande HDSP-2472 a été conçue pour permettre à l'utilisateur d'employer un jeu de 128 caractères ASCII spéciaux. Un support de circuits intégrés à 24 broches permet d'utiliser des mémoires PROM, EPROM ou ROM 8 x 1 K spécialement programmées. La ROM doit avoir un temps d'accès inférieur à 500 ns avec $|I_{IL} \leqslant |-0{,}4\ mA|$ et $I_{IH} \leqslant 40\ \mu A$. Une liste non exhaustive des différentes mémoires utilisables est donnée Figure 10. Un système de connexions amovibles est prévu sur le circuit imprimé pour pouvoir utiliser des ROM dont la sortie VALIDATION CIRCUIT (DEL) nécessite le raccordement soit sur 0 V, soit sur 5 V. Pour plus amples informations sur ces ROM, consulter le fabricant.

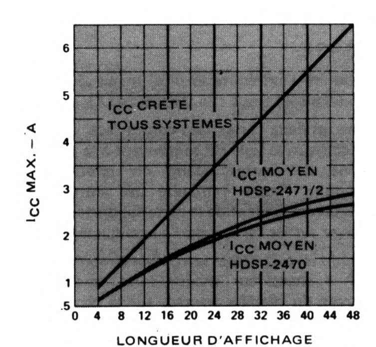


FIGURE 11 – I_{CC} max. et moyen pour les cartes de commande HDSP-2470/-2471/-2472 avec afficheurs HDSP-2000.

ALIMENTATION

Les cartes de commande HDSP-247X sont alimentées à partir d'une source 5 V unique. Les différents courants d'alimentation I_{CC} nécessaires pour alimenter un HDSP-247X et un afficheur HDSP-24XX sont donnés Figure 11. Le courant crête I_{CC} est le courant instantanné nécessaire au système. Le courant crête I_{CC} maximal est obtenu pour $V_{CC} = 5{,}25$ V avec 7 points illuminés sur la même colonne de chaque caractère de l'afficheur. Ce courant d'appel peut être fourni par l'alimentation et le condensateur de filtrage. Le courant I_{CC} moyen maximal est obtenu pour $V_{CC} = 5{,}25$ V avec 21 points éclairés sur chacun des caractères de l'afficheur. L'adjonction d'un condensateur de N x 375 μF (N représentant le nombre de caractères de l'afficheur adjacent au HDSP-247X) permet d'obtenir une alimentation capable de fournir le courant moyen maximal I_{CC}.

CONNECTEURS

FONCTION	TYPE	FABRICANT
ENTREE COMMANDES /DONNEES	26 contacts câble en nappe	3M Réf. 3399-X000 séries
ALIMENTATION (1)	3 contacts avec système de verrouillage	MOLEX Réf. 09-50-3031 avec douilles Réf. 08-50-0106
COMMANDE AFFICHEUR (2, 3)	17 contacts carte à carte	AMP Réf. 1-530500-7 ou connecteur carte à fils d'autres modèles

Notes :

1. Fils souples section 0,52 à 0,81 mm² (jauge 18-20)
2. La longueur maximale du câble ne doit pas dépasser 1 m
3. Ce connecteur est fourni avec la carte de commande.

REFERENCE	FABRICANT	TYPE	CONSTITUTION	RACCORDEMENT EXTERIEUR* X	Y	Z
2758	Intel	EPROM	NMOS	MASSE	MASSE	+5
7608	Harris	PROM	BIPOLAIRE-NiCr	NC	NC	NC
3628-4	Intel	PROM	BIPOLAIRE-Si	+5	+5	MASSE
82S2708	Signetics	PROM	BIPOLAIRE-NiCr	NC	NC	NC
6381	Monolithic Mem.	PROM	BIPOLAIRE-NiCr	+5	+5	MASSE
6385	Monolithic Mem.	PROM	BIPOLAIRE-NiCr	NC	NC	NC
87S228	National	PROM	BIPOLAIRE-TiW	+5	+5	MASSE
93451	Fairchild	PROM	BIPOLAIRE-NiCr	+5	+5	MASSE
68308	Motorola	ROM	NMOS	**	NC	NC
2607	Signetics	ROM	NMOS	**	NC	NC
30000	Mostek	ROM	NMOS	**	+5	NC

* LES CAVALIERS DE LA CARTE CORRESPONDENT AUX BROCHES 18, 19 ET 21 DE LA ROM
** SELON BESOINS DU CLIENT

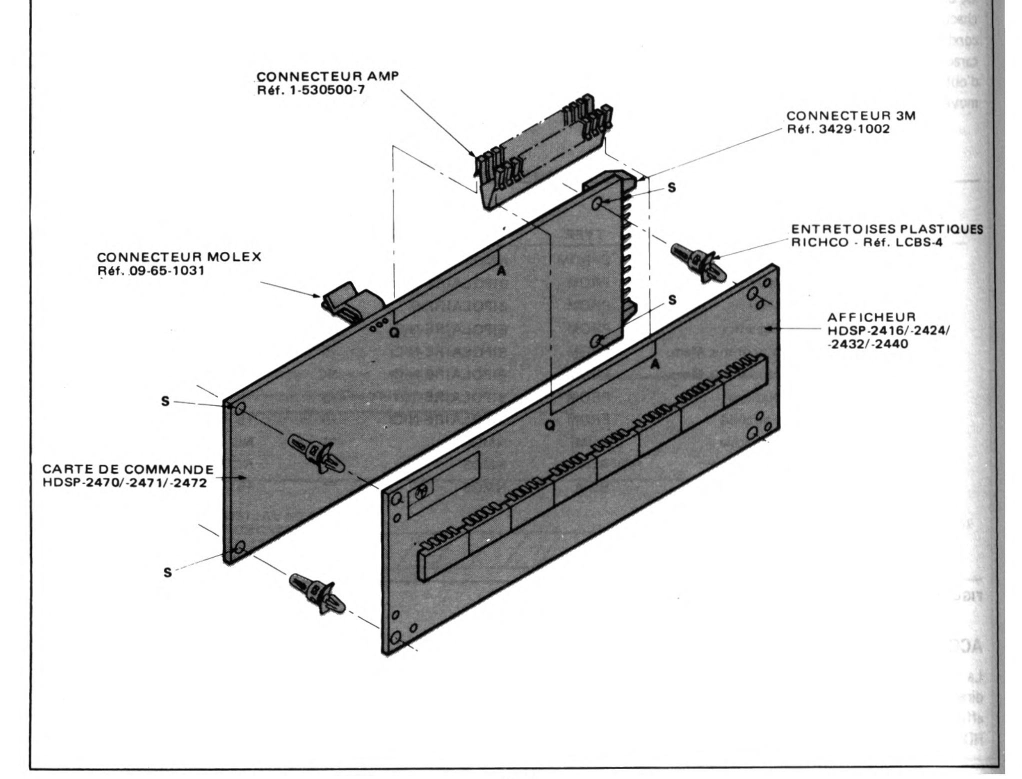
FIGURE 10 – ROM 8 x 1 K compatibles avec la carte HDSP-2472

ACCESSOIRES DE MONTAGE

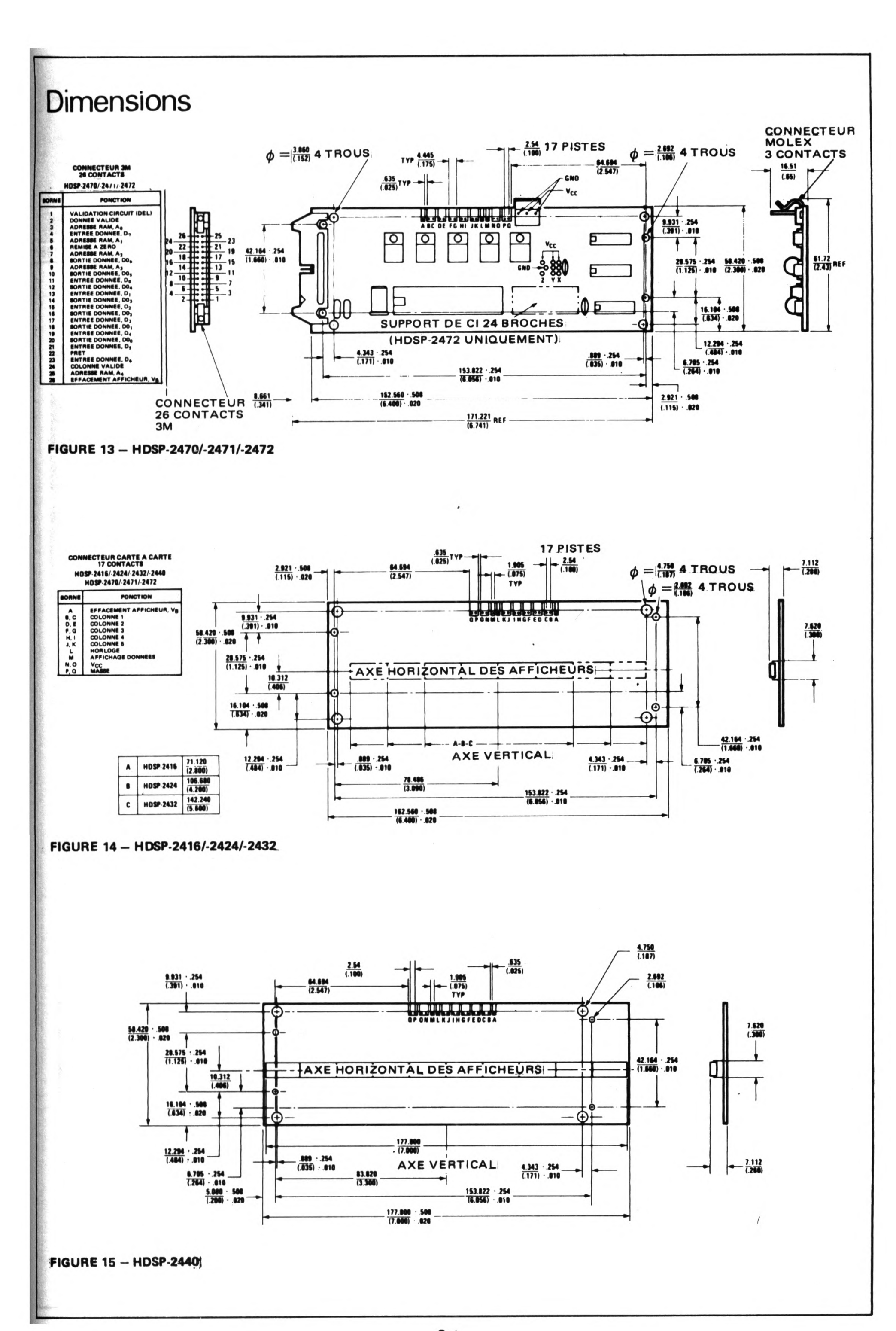
La conception du HDSP-247X permet de l'assembler directement sur la carte de circuit imprimé supportant les afficheurs. Ceux-ci sont constitués de plusieurs boîtiers HDSP-2000, vérifiés et contrôlés pour un éclairement homogène. A la carte de commande HDSP-247X, sont joints : 1 connecteur AMP, réf. 1-530500-7; 4 entretoises en nylon à languettes de verrouillage (RICHCO LCBS-4). Le montage correct est indiqué Figure 12.

MONTAGE

1. Introduire l'extrémité la plus longue des entretoises en nylon dans les trous «S» (HDSP-247X).
2. Placer les deux cartes face contre face, avec composants à l'extérieur, le sigle HP se trouvant à la partie supérieure gauche des cartes quand on retourne l'ensemble. Introduire l'autre extrémité des entretoises dans les trous correspondant de la carte supportant les afficheurs, appuyer sur les cartes jusqu'à encliquetage.
3. Une fois les entretoises verrouillées, monter le connecteur AMP à cheval sur chaque carte en vérifiant bien le centrage du premier contact sur la piste A de la carte (repérer A et Q sur la Figure 12).



Dimensions



BORNE	FONCTION
1	VALIDATION CIRCUIT (DEL)
2	DONNEE VALIDE
3	ADRESSE RAM, A_0
4	ENTREE DONNEE, D_7
5	ADRESSE RAM, A_1
6	REMISE A ZERO
7	ADRESSE RAM, A_2
8	SORTIE DONNEE, DO_6
9	ADRESSE RAM, A_3
10	SORTIE DONNEE, DO_5
11	ENTREE DONNEE, D_0
12	SORTIE DONNEE, DO_4
13	ENTREE DONNEE, D_1
14	SORTIE DONNEE, DO_3
15	ENTREE DONNEE, D_2
16	SORTIE DONNEE, DO_2
17	ENTREE DONNEE, D_3
18	SORTIE DONNEE, DO_1
19	ENTREE DONNEE, D_4
20	SORTIE DONNEE, DO_0
21	ENTREE DONNEE, D_5
22	PRET
23	ENTREE DONNEE, D_6
24	COLONNE VALIDE
25	ADRESSE RAM, A_4
26	EFFACEMENT AFFICHEUR, V_B

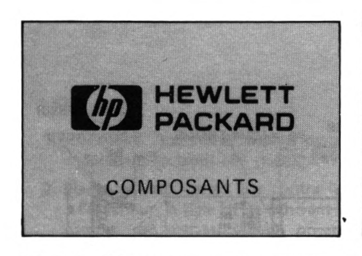
FIGURE 13 – HDSP-2470/-2471/-2472

BORNE	FONCTION
A	EFFACEMENT AFFICHEUR, V_B
B, C	COLONNE 1
D, E	COLONNE 2
F, G	COLONNE 3
H, I	COLONNE 4
J, K	COLONNE 5
L	HORLOGE
M	AFFICHAGE DONNEES
N, O	V_{CC}
P, Q	MASSE

A	HDSP-2416	71.120 (2.800)
B	HDSP-2424	106.680 (4.200)
C	HDSP-2432	142.240 (5.600)

FIGURE 14 – HDSP-2416/-2424/-2432

FIGURE 15 – HDSP-2440



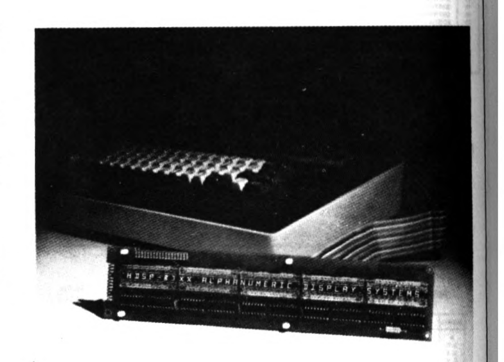
SYSTÈME D'AFFICHAGE ALPHANUMÉRIQUE 18 SEGMENTS A DEL

HDSP-8716, -8724, -8732, -8740

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- SYSTEME D'AFFICHAGE ALPHANUMERIQUE COMPLET CONSTITUE D'AFFICHEURS HDSP-6508
- GENERATEUR 64 CARACTERES ASCII
- AFFICHEUR 16, 24, 32 OU 40 CARACTERES SELON MODELE
- MULTIPLES FORMATS D'ENTREE DES DONNEES — à gauche, à droite, par RAM, par groupe
- FONCTIONS EDITION DE TEXTE : CURSEUR, ESPACE ARRIERE, ESPACE AVANT, INSERTION, SUPPRESSION, RETOUR CHARIOT, EFFACEMENT
- SORTIE DES DONNEES POSSIBLE
- SOURCE D'ALIMENTATION 5 V UNIQUE
- COMPATIBLE TTL
- INTERFACE FACILE AVEC CLAVIER OU MICROPROCESSEUR



Description

Les systèmes d'affichage alphanumériques de la série HDSP-87XX donnent le moyen d'obtenir un ensemble comportant à la fois l'afficheur 18 segments et ses circuits de commande.

Ces circuits libèrent l'utilisateur des problèmes de maintenance et réduisent les interfaces normalement nécessaires avec les afficheurs alphanumériques.

Chaque système d'affichage comporte un microprocesseur préprogrammé avec sa logique associée, fournissant les signaux de décodage, de mémoire et de commande nécessaire à l'interface d'un afficheur HDSP-6508. Ces circuits acceptent en outre quatre formats d'entrée des données et comportent plusieurs routines d'édition puissantes. Le microprocesseur et ses circuits sont montés derrière une carte sur laquelle sont alignés plusieurs afficheurs HDSP-6508 équilibrés pour présenter une luminosité homogène.

Ce système d'affichage est intéressant dans les applications telles que : terminaux d'entrée des données, instrumentation, machines à écrire/électroniques et tout système demandant des afficheurs alphanumériques faciles à utiliser.

Référence	Description
HDSP-8716	Afficheur 16 caractères alphanumériques, constitué par deux HDSP-6508 alignés
HDSP-8724	Afficheur 24 caractères alphanumériques, constitué par trois HDSP-6508 alignés
HDSP-8732	Afficheur 32 caractères alphanumériques, constitué par quatre HDSP 6508 alignés
HDSP-8740	Afficheur 40 caractères alphanumériques, constitué par cinq HDSP 6508 alignés

HDSP-8716/-8724/-8732/-8740

Valeurs limites absolues

V_{CC} .... -0,5 V à 6,0 V

Température ambiante de fonctionnement (T_A) .... 0°C à 70°C

Température de stockage (T_S) .... -40°C à 85°C

Tension à l'une quelconque des entrées ou sorties .... -0,5 V à 6,0 V

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Tension alimentation	V_{CC}	4,75	5,25	V
Courant sortie données, données valides, rafraîchissement	I_{OL}		3,2	mA
	I_{OH}		−80	µA
$\overline{\text{Actif}}$, horloge	I_{OL}		1,6	mA
	I_{OH}		−40	µA

Caractéristiques électriques dans la plage de températures

(sauf indications contraires)

Paramètre		Symbole	Min.	Typ. 5	Max.	Unit.	Condition de mesure
Courant alimentation	HDSP-8716/–8724	I_{CC}		560	1150	mA	V_{CC} = 5,25 V, «$», affiché à l'emplacement de chaque caractère, toutes sorties ouvertes.
	HDSP-8732/–8740	I_{CC}		700	1320	mA	
Intensité lumineuse par chiffre moyennée en temps 10 segments allumés par caractère [1]		I_V	0,24	0,70		mcd	V_{CC} = 5,0 V, moyenne par chiffre «$» affiché à l'emplacement de chaque caractère, T_A = 25°C
Seuil d'entrée niveau haut sauf $\overline{\text{remise à zéro}}$.		V_{IH}	2,0			V	V_{CC} = 5,0 V ± 0,25 V
Seuil d'entrée niveau haut $\overline{\text{remise à zero}}$ [2]		V_{IH}	3,0			V	
Seuil d'entrée niveau bas, toutes entrées		V_{IL}			0,8	V	
Tension de sortie. Sortie données, données valides, prêt, rafraîchissement		V_{OH}	2,4			V	I_{OH} = −80 µA, V_{CC} = 4,75 V
		V_{OL}			0,5	V	I_{OL} = 3,2 mA, V_{CC} = 4,75 V
Tension de sortie $\overline{\text{actif}}$, horloge		V_{OH}	2,4			V	I_{OH} = 40 µA, V_{CC} = 4,75 V
		V_{OL}			0,5	V	I_{OL} = 1,6 mA, V_{CC} = 4,75 V
Courant d'entrée, adresse extension [3]		I_{IH}			−0,3	mA	V_{IH} = 2,4 V, V_{CC} = 5,25 V
		I_{IL}			−0,6	mA	V_{IL} = 0,5 V, V_{CC} = 5,25 V
Courant d'entrée $\overline{\text{effacement}}$		I_{IH}			−0,5	mA	V_{IH} = 2,4 V, V_{CC} = 5,25 V
		I_{IL}			−1,0	mA	V_{IL} = 0,5 V, V_{CC} = 5,25 V
Courant d'entrée, $\overline{\text{remise à zéro}}$		I_{IH}			−0,5	mA	V_{IH} = 3,0 V, V_{CC} = 5,25 V
		I_{IL}			−1,0	mA	V_{IL} = 0,5 V, V_{CC} = 5,25 V
Courant d'entrée données validation circuit		I_I	−10		+ 10	µA	$0 < V_I < V_{CC}$
Longueur d'onde crête		λ PEAK		655		nm	
Longueur d'onde dominante [4]		λ d.		640		nm	

Notes :

1. Le rapport des intensités entre les différents segments d'un caractère est tel que chaque segment à la même stérance lumineuse. Chaque segment a ainsi la même luminosité vis-à-vis de l'œil.
2. La remise à zéro peut se faire en mettant la sortie $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$ à la masse soit par un interrupteur soit par une porte TTL pendant au moins 50 ms. Pour que la remise à zéro soit effective à la mise sous tension, la commutation doit se faire à une vitesse > 100 V/s.
3. Des surtensions peuvent se produire sur ces lignes, elles n'ont toutefois aucune action sur le fonctionnement des afficheurs HDSP-8716/-8724/-8732/-8740.
4. La longueur d'onde dominante est extraite du diagramme chromatique du CIE et représente la longueur d'onde définissant la couleur, en l'occurrence le rouge standard.
5. Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5,0 V et T_A = 25°C sauf mention contraire.

CONSIDERATIONS GENERALES

Les dispositifs de commande d'affichage HDSP-8716/-8724/-8732/-8740 founissent l'interface entre un système alphanumérique ASCII quelconque et les afficheurs alphanumériques HDSP 6508 qui constituent la ligne de caractères. Les données ASCII sont introduites dans le système selon quatre modes possibles, gauche, droit, par RAM ou par bloc. La donnée ASCII est stockée sur la RAM interne au système. Le système d'affichage permet de réaliser des afficheurs de plusieurs lignes.

L'interface est assurée par huit entrées DONNEES, six entrées ADRESSE (mode RAM), une entrée VALIDATION CIRCUIT, une entrée REMISE A ZERO, une entrée EFFACEMENT, une entrée EXTENSION, six sorties DONNEES, une sortie PRET, une sortie DONNEES VALIDES, une sortie RAFRAICHISSEMENT et une sortie HORLOGE. Un niveau bas appliqué à l'entrée REMISE A ZERO libère l'afficheur et initialise le dispositif. Un niveau bas sur l'entrée VALIDATION CIRCUIT (DEL) autorise le chargement des données à partir des entrées DONNEES et ADRESSE. Un mot de commande spécial autorise le dispositif de commande à émettre un MOT D'ETAT, une ADRESSE CURSEUR et une ligne de caractères ASCII sur les sorties DONNEES et DONNEES VALIDES. Un niveau bas sur l'entrée EXTENSION permet d'utiliser un ou plusieurs dispositifs pour constituer un ensemble de deux ou plusieurs lignes de caractères. Une modulation par impulsion de l'intensité lumineuse peut être réalisée en reliant le circuit RAFRAICHISSEMENT à l'entrée d'un monostable dont la sortie attaque l'entrée EFFACEMENT. Un signal de cadencement à 400 kHz est disponible sur la sortie HORLOGE. La figure 1 illustre le bloc diagramme des dispositifs HDSP-8716/-8724/-8732/-8740. Le dispositif est conçu pour une cadence de rafraîchissement de 100 Hz. Le facteur de forme de l'afficheur est déterminé en fonction de chaque longueur d'affichage pour que l'éclairement soit maximal.

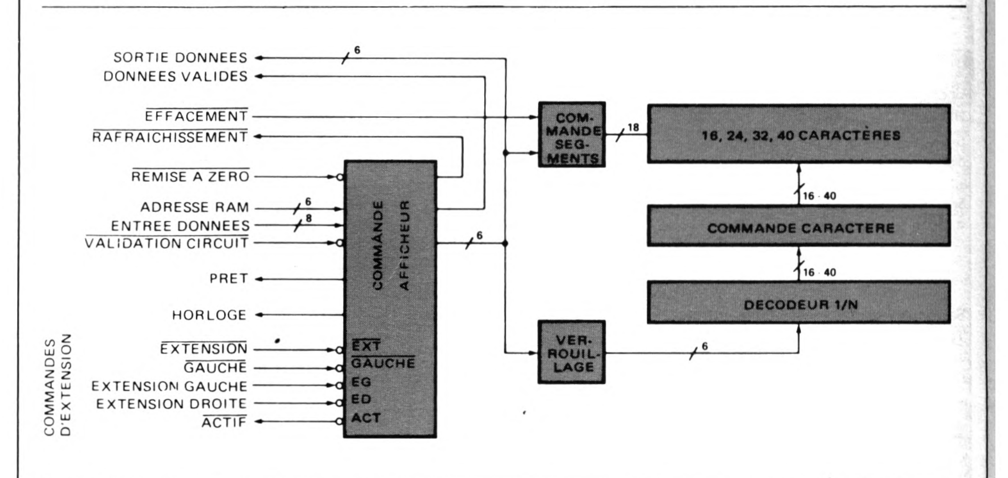


FIGURE 1 — Bloc diagramme du système d'affichage alphanumérique HDSP-87XX

MODE DE COMMANDE/ENTREE DES DONNEES

L'interface avec les HDSP-87XX est assuré par un mot de 8 bits qui fournit au dispositif soit un mot de commande soit une donnée standard ASCII. Les deux lignes complémentaires VALIDATION CIRCUIT et PRET fournissent en plus des signaux permettant le dialogue.

Un niveau logique bas appliqué à l'entrée VALIDATION CIRCUIT (> 6 μs) met le système en mesure de lire les huit lignes ENTREE DONNEES et détecte en fonction de l'état logique du bit le plus significatif (D7), la présence soit d'un mot de commande soit d'un mot de donnée ASCII. Si D7 est à l'état logique haut, l'état de D_6 à D_0 déterminera le mode d'entrée des données et le nombre de caractères alphanumériques à afficher.

Le format du mot de contrôle à 8 bits est indiqué figure 2. Dans le mot de commande (D_7 haut), D_5 et D_4 définissent le mode d'entrée choisi (à gauche, à droite, etc.), D_3 à D_0 la longueur d'affichage. Le bit D_6 est ignoré.

Les entrées du mot de commande sont tout d'abord vérifiées pour contrôler sa validité. S'il est valable le diagramme position actuelle-position suivante de la figure 3 permet de déterminer s'il faut ou non effacer l'affichage. L'entrée par RAM peut être utilisée comme outil d'édition très puissant ou pour pré-introduire le curseur. Pour les autres transitions, la mémoire interne est effacée. Le mot de commande $1XXX11XX_2$ est utilisé par le dispositif de commande pour déclencher la fonction SORTIE DONNEES.

MOT DE COMMANDE
ENTREE DES DONNEES : D_7 D_6 D_5 D_4 D_3 D_2 D_1 D_0

1	–	X	X	Y	Y	Y	Y

X	X	MODE D'ENTREE DES DONNEES
0	0	PAR RAM
0	1	A GAUCHE
1	0	A DROITE
1	1	PAR GROUPE

Y	Y	Y	Y	LONGUEUR D'AFFICHAGE	
0	0	1	1	16 CARACTERES	HDSP-8716
0	1	0	1	24 CARACTERES	HDSP-8427
0	1	1	1	32 CARACTERES	HDSP-8732
1	0	0	1	40 CARACTERES	HDSP-8740

MOT DE COMMANDE
SORTIE DES DONNEES : D_7 D_6 D_5 D_4 D_3 D_2 D_1 D_0

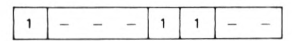


FIGURE 2 – Format du mot de commande dans le système d'affichage alphanumérique HDSP-87XX

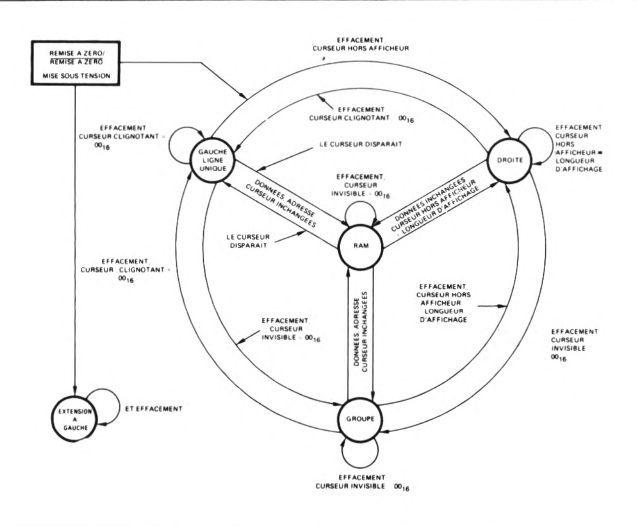


FIGURE 3 – Diagramme état présent-état suivant du système de commande HDSP-87XX

D_7 D_6 D_5 D_4 D_3 D_2 D_1 D_0 MOT DE DONNEES

0	X	X	X	X	X	X	X

	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0				
BS	0	0	0	1	0	0	0	ESPACE ARRIERE	DROITE	GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
LF	0	0	0	1	0	1	0	EFFACEMENT, NOUVELLE LIGNE*	DROITE	GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
HT	0	0	0	1	0	0	1	ESPACE AVANT		GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
CR	0	0	0	1	1	0	1	RETOUR CHARIOT		GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
US	0	0	1	1	1	1	1	INSERTION CARACTERE		GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
DEL	1	1	1	1	1	1	1	SUPPRESSION CARACTERE		GAUCHE (LIGNE UNIQUE)	GAUCHE AVEC EXTENSION*
VT	0	0	0	1	0	1	1	DESCENTE CURSEUR			GAUCHE AVEC EXTENSION*
FP	0	0	0	1	1	0	0	INITIALISATION CURSEUR,EFFACEMENT			GAUCHE AVEC EXTENSION*
RS	0	0	1	1	1	1	0	MONTEE CURSEUR			GAUCHE AVEC EXTENSION*

* DEUX OU PLUSIEURS LIGNES

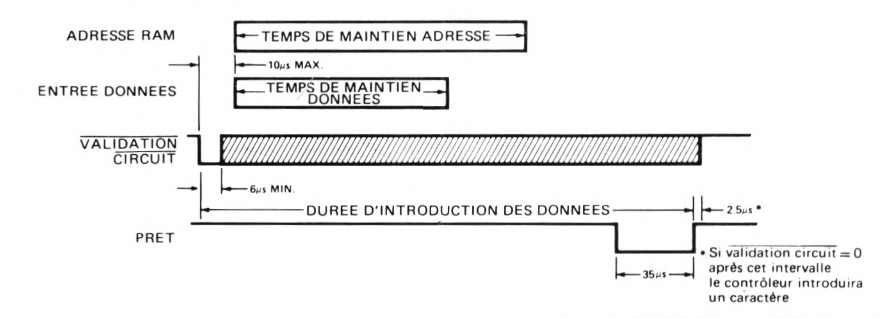
FIGURE 4 – Commande d'affichage du HDSP-87XX

Si D_7 est au niveau logique bas pendant la lecture des lignes ENTREES DONNES, le dispositif interprète D_6 à D_0 comme des données standard ASCII à stocker, décoder et afficher. Le code utilisé est le code standard ASCII à 7 bits, dont le HDSP-87XX n'affiche cependant que les soixante quatre caractères majuscules $|20_{16}$ (espace) à $5F_{16}|$ illustrés figure 5 et ignore tous les autres sauf ceux choisis pour la commande d'affichage (figure 4).

Que ce soit un mot de commande ou un mot de donnée ASCII qui se présente à l'entrée, le dispositif émet un signal PRET une fois le mot introduit et traité. Ce signal PRET se met au niveau bas pendant 35 µs et sur la transition positive suivante le dispositif est à nouveau capable de recevoir une nouvelle impulsion VALIDATION CIRCUIT. Le diagramme du temps est indiqué figure 6.

BITS	D_3 D_2 D_1 D_0	0 0 0 0	0 0 0 1	0 0 1 0	0 0 1 1	0 1 0 0	0 1 0 1	0 1 1 0	0 1 1 1	1 0 0 0	1 0 0 1	1 0 1 0	1 0 1 1	1 1 0 0	1 1 0 1	1 1 1 0	1 1 1 1
D_6 D_5 D_4	HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0 1 0	2	es-pace	!	"	#	$	%	&	'	(	)	*	+	,	-		/
0 1 1	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
1 0 0	4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
1 0 1	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	↑	←

FIGURE 5 – Police de caractères affichés par le système HDSP-87XX



MODE D'ENTREE DES DONNEES	Temps de maintien des données	FONCTION XBX: Entrée données	BS	HT	LF	CR	US	INSERT	DEL	VT	FF	RS
Gauche ligne unique	25µs	250µs	215µs	235µs	505µs	220µs	200µs	665µs	645µs			
Gauche lignes multiples	25µs	345µs	265µs	265µs	265µs	245µs	245µs	705µs	690µs	250µs	530µs	245µs
Droite	25µs	480µs •	480µs		485µs							
Ram	25µs 145µs**	220µs										
Groupe	25µs	130µs (165µs APRES LE CARACTERE LE PLUS A DROITE)										
Commande	25µs	545µs										
Sortie données	25µs	280µs + 36nµs, n = NOMBRE DE CARACTERES AFFICHES										

* Temps minimal pendant lequel les entrées données doivent rester valides après que VALIDATION CIRCUIT passe à l'état bas

** Temps minimal pendant lequel les entrées ADRESSE RAM doivent rester valides après que VALIDATION CIRCUIT passe à l'état bas

FIGURE 6 – Chronogramme des entrées données et temps nécessaire à leur introduction dans le système HDSP-87XX

MODE D'ENTREE A GAUCHE

Dans ce mode, les caractères sont introduits comme sur une machine à écrire, c'est-à-dire, les uns derrière les autres en partant du début de ligne (justification à gauche). Un curseur clignotant indique l'endroit où apparaîtra le caractère suivant. La commande EFFACEMENT introduit une suite d'espaces sur toute l'étendue de l'afficheur et ramène le curseur à l'extrême gauche. Les commandes ESPACE AVANT et ESPACE ARRIERE déplacent le curseur sans modifier l'emplacement des caractères, ainsi l'utilisateur peut reculer jusqu'à un certain emplacement, insérer un caractère puis ensuite déplacer le curseur vers la droite. La commande RETOUR CHARIOT ramène le curseur à l'extrême gauche sans modifier le contenu de l'affichage. La fonction SUPPRESSION efface le caractère repéré par le curseur et déplace d'un cran vers la gauche l'ensemble des caractères affichés pour combler le vide. La fonction INSERTION CARACTERE introduit un indicateur d'état à l'intérieur du système et permet d'insérer un ou plusieurs caractères ASCII à la gauche du curseur. Au fur et à mesure que sont introduits les nouveaux caractères, le curseur, le caractère repéré par lui et tous les caractères à sa droite sont déplacés d'un cran vers la droite. L'arrêt de cette fonction est obtenu par une seconde introduction de la fonction INSERTION CARACTERE, ou par l'introduction de l'une des fonctions ESPACE ARRIERE, ESPACE AVANT, EFFACEMENT, RETOUR CHARIOT, SUPPRESSION. En mode d'entrée à gauche, lorsque tous les caractères de l'afficheur sont illuminés, le système ignore tous les caractères sauf ESPACE ARRIERE, EFFACEMENT et RETOUR CHARIOT. Dans ce système, le curseur ne peut se déplacer qu'entre les caractères situés à l'extrême gauche et l'extrême droite de l'afficheur juste après le dernier caractère (curseur invisible hors afficheur).

L'extension de l'entrée à gauche est commandée par la mise à la masse de l'entrée EXTENSION avant la REMISE A ZERO. Ce mode de fonctionnement permet d'utiliser une suite de plusieurs HDSP-87XX. Le dialogue entre chaque dispositif est obtenu en utilisant les entrées EXTENSION A DROITE (ERI) EXTENSION A GAUCHE (ELI) et la sortie ACTIF. En utilisant le câblage correct le curseur peut être déplacé circulairement de l'extrémité de la dernière ligne au début de la première, ou bien hors de l'écran, sa réapparition étant liée à la commande d'affichage INITIALISATION CURSEUR (FF). L'entrée extension à gauche ajoute trois commandes d'affichage : MONTEE CURSEUR qui renvoie le curseur sur le même emplacement de la ligne précédente, DESCENTE CURSEUR qui renvoie le curseur sur le même emplacement de la ligne suivante et INITIALISATION CURSEUR-EFFACEMENT (CLEAR/HOME) qui remplace tous les caractères de l'afficheur par des espaces et place le curseur à l'extrême gauche de la première ligne. En mode extension à gauche la commande EFFACEMENT est remplacée par la fonction ALIMENTATION LIGNE qui place le curseur à l'extrême gauche de la ligne suivante sans modifier le contenu de la ligne qu'il vient de quitter.

MODE D'ENTREE A DROITE

En mode d'entrée à droite, les caractères sont affichés successivement de la droite vers la gauche en commençant par l'extrême droite. Chaque caractère se trouve décalé d'un cran vers la gauche au fur et à mesure que les caractères sont introduits sur la droite. Dans ce mode, le système peut emmagasiner 48 caractères

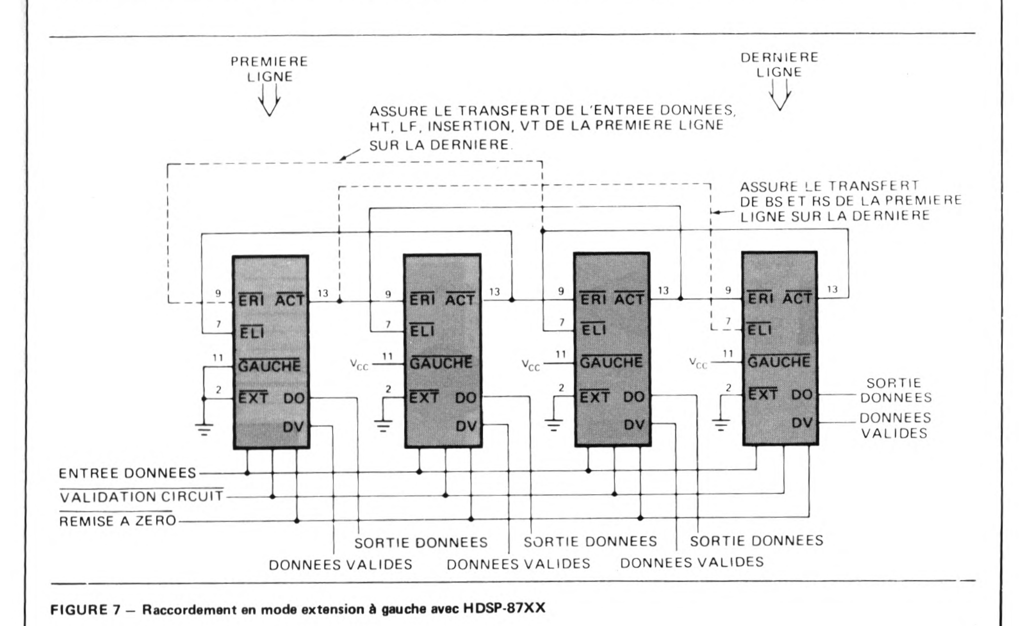


FIGURE 7 – Raccordement en mode extension à gauche avec HDSP-87XX

ASCII, seuls les derniers caractères entrés sont affichés. La fonction EFFACEMENT introduit une suite d'espaces sur tout l'afficheur. La fonction ESPACE ARRIERE déplace l'affichage entier d'un cran à droite supprimant le dernier caractère introduit et affichant le caractère suivant stocké dans la mémoire tampon de 48 caractères. Ce mode d'entrée permet de réaliser très facilement des affichages à défilement continu. Dans ce mode d'introduction, le curseur est situé immédiatement à droite (hors écran).

MODE D'ENTREE PAR GROUPE

Ce mode d'entrée est le plus rapide des quatre, les caractères sont introduits de la gauche vers la droite comme en mode entrée à gauche. Cependant, si l'on entre un nouveau caractère ASCII, lorsque l'afficheur est complètement occupé, il est introduit à l'extrême gauche supprimant et prenant la place du caractère précédemment affiché. Le curseur, toujours invisible, est introduit avec l'adresse du caractère qui doit être affiché à la suite. L'afficheur peut être effacé et le curseur replacé à l'extrême gauche en introduisant un nouveau mot de commande GROUPE.

MODE D'ENTREE PAR RAM

Dans ce mode, les caractères ASCII sont entrés à l'adresse spécifiée par l'adresse RAM à 6 bits. Quelle que soit la longueur de l'afficheur, l'adresse 00 concerne le caractère le plus à gauche. Les adresses RAM hors de la plage sont ignorées. Le curseur étant invisible, il est toujours introduit avec l'adresse à la droite du précédent caractère, ce qui permet de l'introduire avec une adresse avant de passer sur un autre mode d'entrée. L'afficheur est effacé par un nouveau mot de commande RAM.

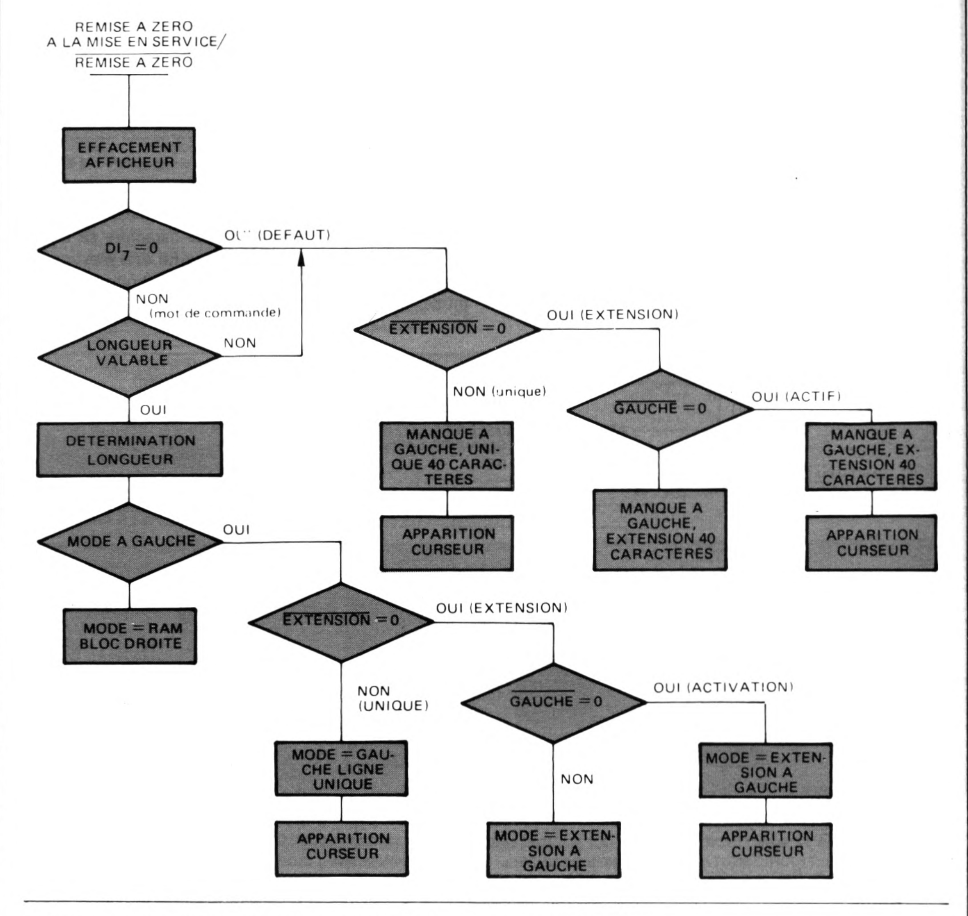


FIGURE 8 — Séquences de remise à zéro du système d'affichage alphanumérique HDSP-87XX

REMISE A ZERO A LA MISE SOUS TENSION/ REMISE A ZERO

Lorsque le système est mis sous tension, il efface l'affichage et vérifie l'état où se trouve la borne ENTREE DONNEE, D_7. Si $D_7 > 2$ V, le système stocke le mot de commande disponible sur les bornes ENTREE DONNEE. Si $D_7 \leqslant 0,8$ V ou que le système détecte un mot de commande non valide, le système se place en mode d'entrée à gauche pour afficher 40 caractères, avec curseur clignotant à l'emplacement le plus à gauche. Pendant la $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$ le système vérifie en outre l'état de l'entrée $\overline{\text{EXTENSION}}$. Si $\overline{\text{EXTENSION}}$ est à l'état bas le système initialise le mode entrée extension à gauche. L'organigramme de la fonction $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$ se trouve figure 8. Pour que la fonction REMISE A ZERO ALIMENTATION fonctionne correctement, l'alimentation doit être commutée à une vitesse supérieure à 100 V/s. De plus, le système peut être remis à zéro en plaçant l'entrée $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$ à un niveau bas pendant au moins 50 ms. Le diagramme des temps est indiqué figure 9.

Si l'on désire un mode d'entrée ou une longueur d'affichage différente de 40 caractères en mode à gauche, il est obligatoire soit de charger le mot de commande approprié, soit de fournir un mot de commande pendant la REMISE A ZERO A LA MISE SOUS TENSION – $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$. Le circuit décrit figure 10 peut être utilisé pour introduire n'importe quel mot de commande pré-programmé dans un HDSP-87XX pendant REMISE A ZERO A LA MISE SOUS TENSION – $\overline{\text{REMISE A ZERO}}$.

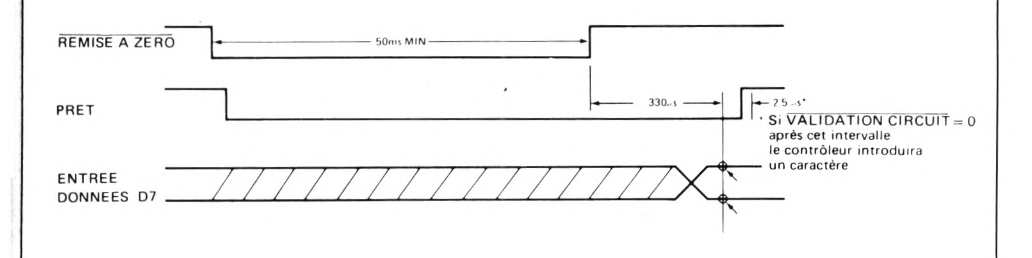
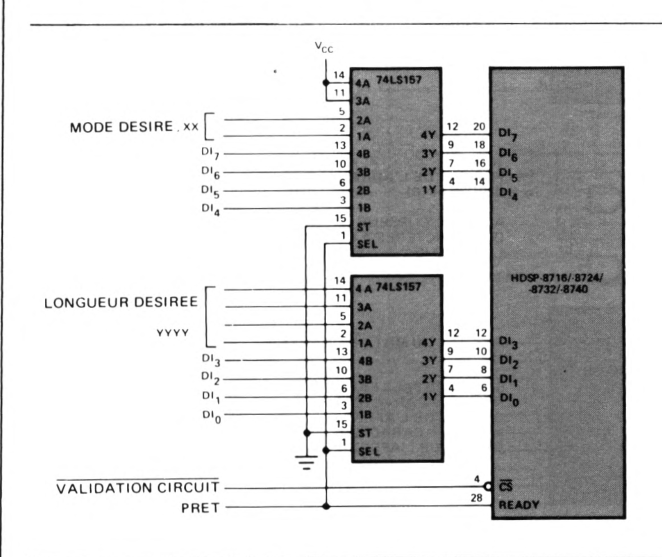


FIGURE 9 – Diagramme des temps. REMISE A ZERO A LA MISE SOUS TENSION/$\overline{\text{REMISE A ZERO}}$ des HDSP-87XX



XX
00 RAM
01 GAUCHE
10 DROITE
11 GROUPE

YYYY
0011 16 CARACTERES
0101 24 CARACTERES
0111 32 CARACTERES
1001 40 CARACTERES

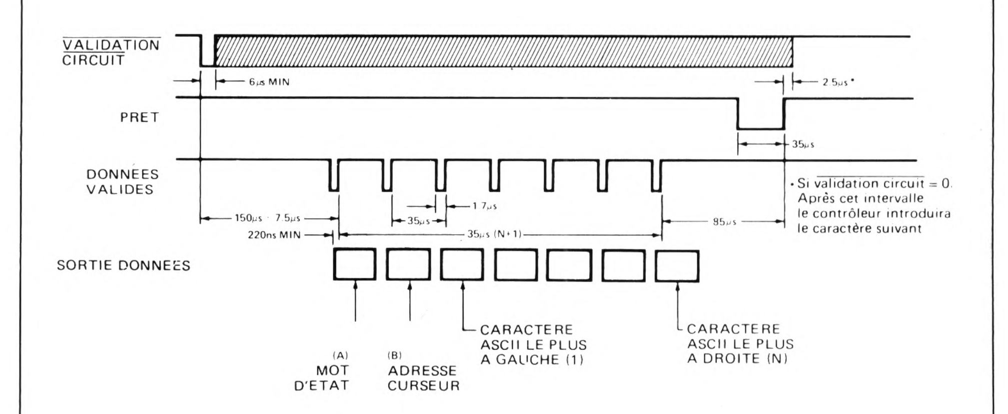
FIGURE 10 – Circuit extérieur permettant d'introduire le mot de commande avec la fonction REMISE A ZERO A LA MISE SOUS TENSION/$\overline{\text{REMISE A ZERO}}$

SORTIE DES DONNEES

Les données stockées sur un HDSP-87XX sont disponibles à la demande de l'utilisateur. La sortie des données est déclenchée par le mot de commande $1XXX11XX_2$. A la suite, le dispositif émet un MOT D'ETAT, une ADRESSE CURSEUR et une ligne de caractères ASCII. Il a le même format qu'un mot de commande valable mais avec D_6 et D_7 supprimés. L'adresse CURSEUR fixe l'emplacement du curseur dans l'affichage. L'adresse CURSEUR de l'emplacement le plus à gauche est 00. En mode extension à gauche l'adresse CURSEUR 63 ($3F_{16}$) est utilisée pour signaler une ligne non utilisée. Le système visualise le nombre de caractères ASCII correspondant à la longueur d'affichage indiquée par le mot de commande. Le premier caractère de données ASCII est toujours celui situé à l'extrême gauche. Le front positif de l'impulsion de sortie DONNEE VALIDE peut être utilisé pour stocker les mots de SORTIE DONNEE sur le système de l'utilisateur. Le diagramme des temps SORTIE DONNEE des HDSP 87XX est résumé figure 11.

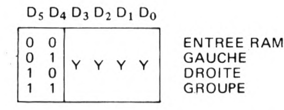
MODULATION DE L'INTENSITE LUMINEUSE

Il est possible de moduler l'intensité lumineuse par des impulsions en raccordant la sortie $\overline{\text{RAFRAICHISSEMENT}}$ du système de l'entrée d'un monostable et la sortie de celui-ci à l'entrée $\overline{\text{EFFACEMENT}}$. La variation de l'intensité lumineuse s'obtient en faisant varier la durée de l'impulsion avec un potentiomètre ou une photo-résistance. la cadence de $\overline{\text{RAFRAICHISSEMENT}}$ se produira toutes les 312,5 µs. Le circuit de la figure 12 est un exemple de commande manuelle de l'intensité lumineuse ; son fonctionnement automatique (en fonction de l'éclairage ambiant par exemple) peut être obtenu en remplaçant le potentiomètre par une photo-résistance. Pour éliminer la commande d'intensité lumineuse, il suffit de couper l'entrée $\overline{\text{EFFACEMENT}}$.



MOTS D'ETAT FORMAT (A)





Y Y Y Y = LONGUEUR D'AFFICHAGE

FORMAT DE L'ADRESSE CURSEUR (B)

ADRESSE CURSEUR = NBRE DE CARACTERES A PARTIR DE LA GAUCHE

HDSP	N
-8716	16
-8724	24
-8732	32
-8740	40

FORMAT DU MOT DE DONNEE (1 – N)

6 BITS LES PLUS FAIBLE DU CODE
MOT (1) = CARACTERE LE PLUS A GAUCHE DE L'AFFICHEUR
MOT (N) = CARACTERE LE PLUS A DROITE DE L'AFFICHEUR

FIGURE 11 – Chronogramme des sorties données et leur format sur le système HDSP-87XX

INTERFACE AVEC MICROPROCESSEUR

L'interface entre les systèmes d'affichage HDSP-87XX et un microprocesseur dépend de l'utilisation envisagée. La figure 13 illustre une interface à mémoire tampon (Latch) entre un microprocesseur central et le système HDSP-87XX. La mémoire assure un stockage temporaire pour éviter l'attente du microprocesseur pendant que le dispositif reçoit les données. Les données issues du microprocesseur sont stockées dans le registre 74LS273 pendant la transition positive de l'entrée horloge (broche 11). En même temps l'entrée VALIDATION CIRCUIT est mise au niveau bas et y reste jusqu'à ce que PRET se mette à l'état bas. Le microprocesseur ne doit pas stocker de nouvelles données dans le registre 74LS273 tant que OCCUPE est haut. L'interface à mémoire doit être complété par un registre octal et une bascule SR si le HDSP 87XX fonctionne en mode d'entrée à gauche, à droite ou par groupe. Le mode d'entrée par RAM nécessite un registre octal supplémentaire pour l'entrée des adresses RAM. Une souplesse plus grande peut être atteinte en utilisant un adaptateur d'interface périphérique pour l'interface du microprocesseur central et du HDSP-87XX. Cette interface assure l'échange des données à l'entrée entre le système d'affichage et le microprocesseur central et permet à ce dernier de lire les données en sortie du HDSP-87XX.

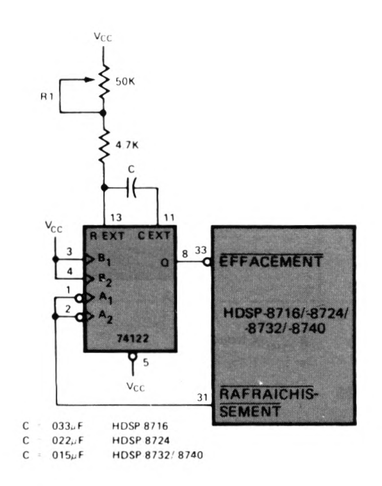
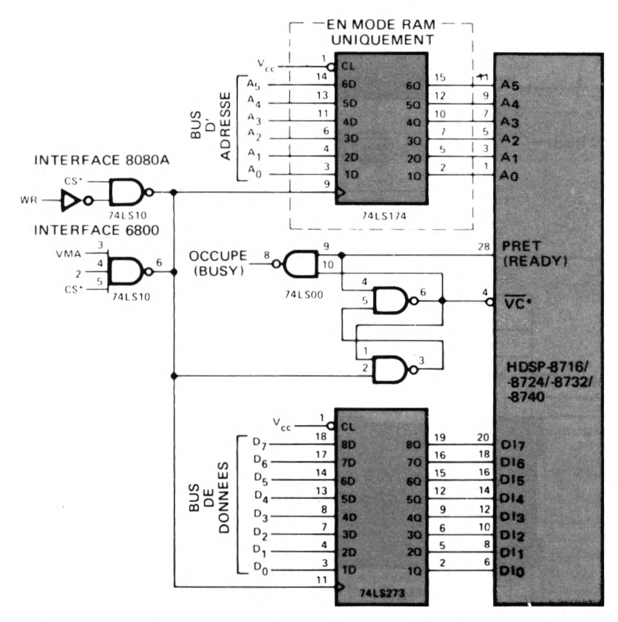


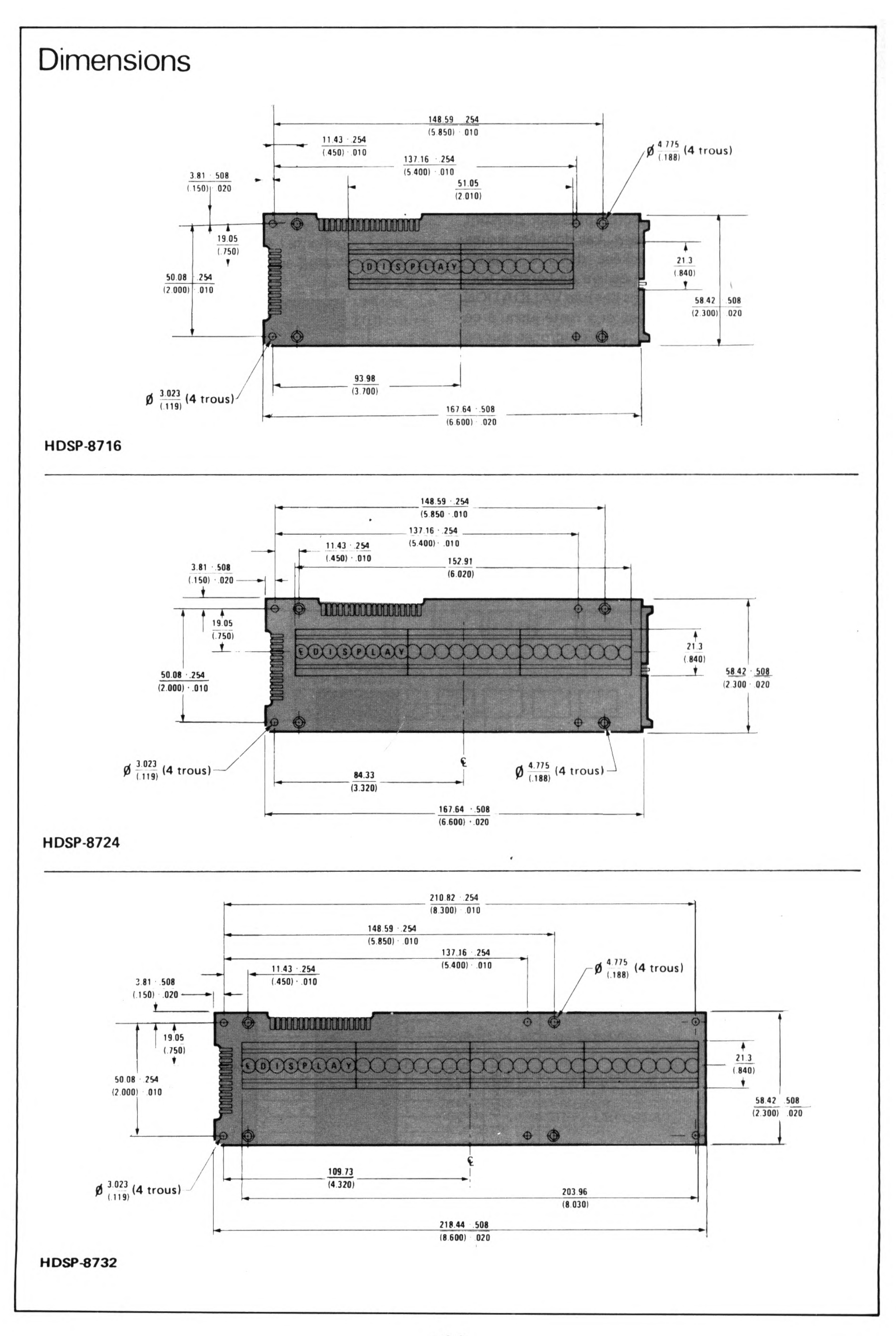
FIGURE 12 – Circuit de commande extérieur de l'intensité lumineuse



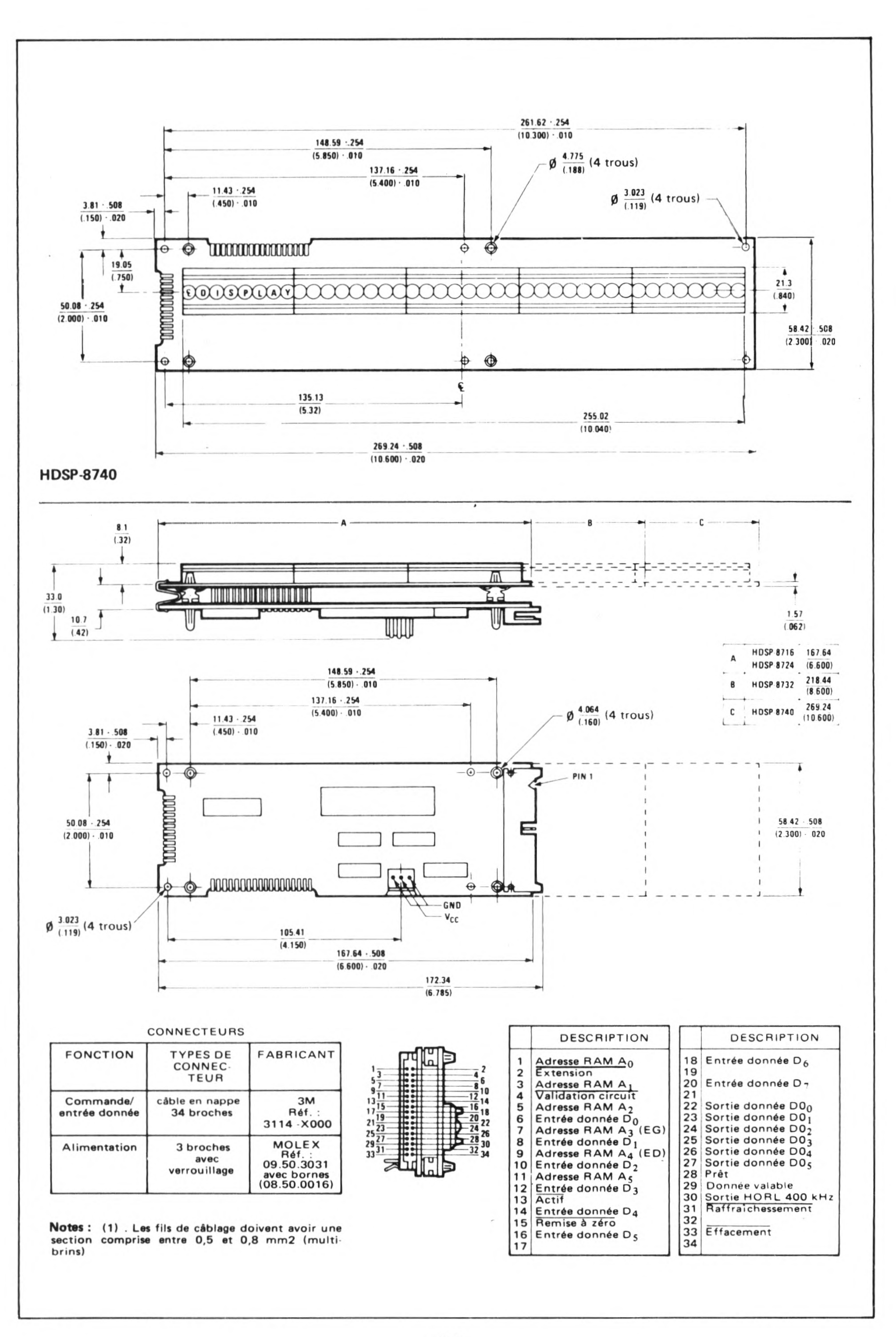
*VC VALIDATION CIRCUIT. C'est une combinaison logique de bits d'adresse d'ordre supérieur qui assure la distinction entre l'adresse des HDSP-87XX et du reste des circuits du microprocesseur

FIGURE 13 – Interface à mémoire tampon pour afficheur alphanumérique HDSP-87XX

Dimensions



148.59 ± .254
(5.850) ± .010
11.43 ± .254
(.450) ± .010
137.16 ± .254
(5.400) ± .010
51.05
(2.010)
3.81 ± .508
(.150) ± .020
Ø 4.775 / (.188) (4 trous)
19.05
(.750)
50.08 ± .254
(2.000) ± .010
21.3
(.840)
58.42 ± .508
(2.300) ± .020
DISPLAY
93.98
(3.700)
Ø 3.023 / (.119) (4 trous)
167.64 ± .508
(6.600) ± .020
HDSP-8716
148.59 ± .254
(5.850 ± .010
137.16 ± .254
(5.400) ± .010
11.43 ± .254
(.450) ± .010
152.91
(6.020)
3.81 ± .508
(.150) ± .020
19.05
(.750)
50.08 ± .254
(2.000) ± .010
21.3
(.840)
58.42 ± .508
(2.300 ± .020
DISPLAY
Ø 3.023 / (.119) (4 trous)
84.33
(3.320)
Ø 4.775 / (.188) (4 trous)
167.64 ± .508
(6.600) ± .020
HDSP-8724
210.82 ± .254
(8.300) ± .010
148.59 ± .254
(5.850) ± .010
137.16 ± .254
(5.400) ± .010
Ø 4.775 / (.188) (4 trous)
11.43 ± .254
(.450) ± .010
3.81 ± .508
(.150) ± .020
19.05
(.750)
50.08 ± .254
(2.000) ± .010
DISPLAY
21.3
(.840)
58.42 ± .508
(2.300) ± .020
109.73
(4.320)
Ø 3.023 / (.119) (4 trous)
203.96
(8.030)
218.44 ± .508
(8.600) ± .020
HDSP-8732



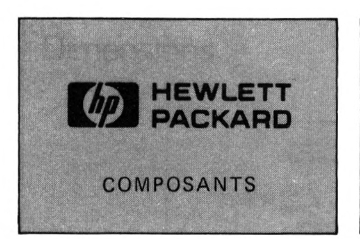
CONNECTEURS

FONCTION	TYPES DE CONNECTEUR	FABRICANT
Commande/ entrée donnée	câble en nappe 34 broches	3M Réf. : 3114 -X000
Alimentation	3 broches avec verrouillage	MOLEX Réf. : 09.50.3031 avec bornes (08.50.0016)

Notes : (1) . Les fils de câblage doivent avoir une section comprise entre 0,5 et 0,8 mm2 (multibrins)

	DESCRIPTION
1	Adresse RAM A_0
2	Extension
3	Adresse RAM A_1
4	Validation circuit
5	Adresse RAM A_2
6	Entrée donnée D_0
7	Adresse RAM A_3 (EG)
8	Entrée donnée D_1
9	Adresse RAM A_4 (ED)
10	Entrée donnée D_2
11	Adresse RAM A_5
12	Entrée donnée D_3
13	Actif
14	Entrée donnée D_4
15	Remise à zéro
16	Entrée donnée D_5
17	

	DESCRIPTION
18	Entrée donnée D_6
19	
20	Entrée donnée D_7
21	
22	Sortie donnée DO_0
23	Sortie donnée DO_1
24	Sortie donnée DO_2
25	Sortie donnée DO_3
26	Sortie donnée DO_4
27	Sortie donnée DO_5
28	Prêt
29	Donnée valable
30	Sortie HORL 400 kHz
31	Rafraîchissement
32	
33	Effacement
34	



AFFICHEURS POUR FORT ÉCLAIRAGE AMBIANT

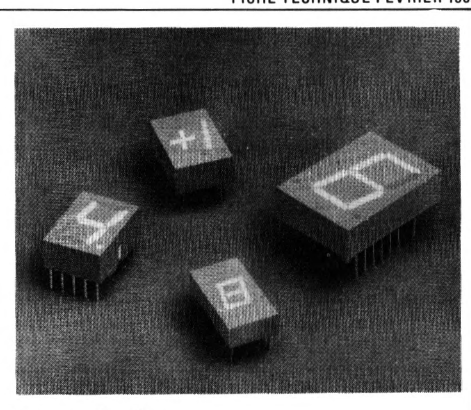
ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIES HDSP-3530, -3730 -5530, -3900

JAUNE • SERIES HDSP-4030, -4130 -5730, -4200

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- TRES GRANDE LUMINOSITE
  7 mcd par segment à 100 mA crête pour un rapport cyclique de 1/5
- SUPPORTENT UN TRES FORT COURANT DE COMMANDE
  Excellent pour le multiplexage de longues chaînes de caractères
- QUATRE DIMENSIONS DE CARACTERES
  7,6 - 10,9 - 14,2 et 20,3 mm
- CHOIX DE DEUX COULEURS
  Rouge haut rendement
  Jaune
- TRES BONNE LISIBILITE DES CARACTERES
  Segment uniformement lumineux
  Grand angle de visibilité
  Boîtier gris pour un contraste maximal
- CLASSEMENT PAR INTENSITE LUMINEUSE JAUNE CLASSE PAR LONGUEUR D'ONDE DOMINANTE
  Assure l'homogénéité lumineuse des afficheurs
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- ROBUSTES



Description

Les afficheurs de ces séries comprennent des afficheurs de 7,6 - 10,9 - 14,2 et 20,3 mm de hauteur, rouges haut rendement, jaunes destinés à être utilisés sous fort éclairage ambiant. Les quatre tailles de caractères permettent une excellente lecture à 3 - 6 - 7 et 10 m. Ces afficheurs sept segments utilisent des jonctions de grande dimension. Les puces haut rendement sont en GaAsP sur substrat GaP transparent. La grande dimension des jonctions permet le passage du fort courant crête nécessaire pour fonctionner sous fort éclairage ambiant ou pour multiplexer plusieurs caractères.

Çes afficheurs sont contenus dans des boîtiers à brochage standard. Il existe dans chaque série un caractère de dépassement ± 1. Ils sont particulièrement bien adaptés à l'automobile, l'avionique, aux terminaux de point de vente et aux pompes à essences.

Références

Référence HDSP-	Couleur	Description	Schéma et Boîtier
3530	Rouge haut rendement	7,6 mm, anode commune, point décimal à gauche	A
3531		7,6 mm, anode commune, point décimal à droite	B
3533		7,6 mm, cathode commune, point décimal à droite	C
3536		7,6 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	D
4030	Jaune	7,6 mm, anode commune, point décimal à gauche	A
4031		7,6 mm, anode commune, point décimal à droite	B
4033		7,6 mm, cathode commune, point décimal à droite	C
4036		7,6 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	D

Notes : Le branchement universel de ces indicateurs permet d'accéder individuellement à chaque pôle des DEL (voir schémas D et H)

Références

Référence HDSP-	Couleur	Description	Schéma et Boîtier
3730	Rouge haut rendement	10,9 mm, anode commune, point décimal à gauche	E
3731		10,9 mm, anode commune, point décimal à droite	F
3733		10,9 mm, cathodee commune, point décimal à droite	G
3736		10,9 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	H
4130	Jaune	10,9 mm, anode commune, point décimal à gauche	E
4131		10,9 mm, anode commune, point décimal à droite	F
4133		10,9 mm, cathode commune, point décimal à droite	G
4136		10,9 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	H
5531	Rouge haut rendement	14,2 mm, anode commune, point décimal à droite	I
5533		14,2 mm, cathode commune, point décimal à droite	J
5537		14,2 mm, dépassement ± 1, anode commune	K
5538		14,2 mm, dépassement ± 1, cathode commune	L
5731	Jaune	14,2 mm, anode commune, point décimal à droite	I
5733		14,2 mm, cathode commune, point décimal à droite	J
5737		14,2 mm, dépassement ± 1, anode commune	K
5738		14,2 mm, dépassement ± 1, cathode commune	L
3900	Rouge haut rendement	20,3 mm, anode commune, point décimal à gauche	M
3901		20,3 mm, anode commune, point décimal à droite	N
3903		20,3 mm, cathode commune, point décimal à droite	O
3905		20,3 mm, cathode commune, point décimal à gauche	P
3906		20,3 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	Q
4200	Jaune	20,3 mm, anode commune, point décimal à gauche	M
4201		20,3 mm, anode commune, point décimal à droite	N
4203		20,3 mm, cathode commune, point décimal à droite	O
4205		20,3 mm, cathode commune, point décimal à gauche	P
4206		20,3 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	Q

Note : Le branchement universel de ces indicateurs permet d'accéder individuellement à chaque pôle des DEL (voir schéma interne Q)

Valeurs limites absolues

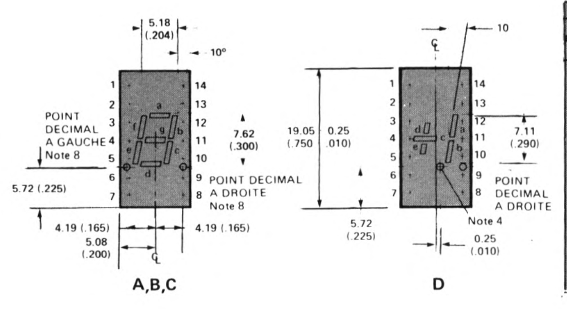
Dissipation moyenne par segment ou point décimal ($T_A = 25°C$) . . . . . 105 mW
Courant direct crête par segment ou point décimal ($T_A = 25°C$) (1) . . . . . 135 mA
(largeur d'impulsion = 0,16 ms)
Courant continu direct par segment ou point décimal ($T_A = 25°C$) (2) . . . . . 40 mA
Température de fonctionnement . . . . . – 40°C à + 85°C
Température de stockage . . . . . – 40°C à + 85°C
Tension inverse par segment ou point décimal 5V
Température de soudage (à 1,6 mm du plan de base) . . . . . 260°C pendant 3 s

Notes :

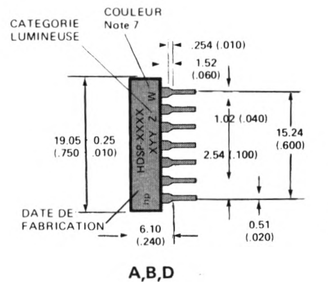
1. Se reporter à la figure 1 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
2. Réduire le courant de 0,5 mA/°C par segment au-dessus de 25°C (voir figure 2)

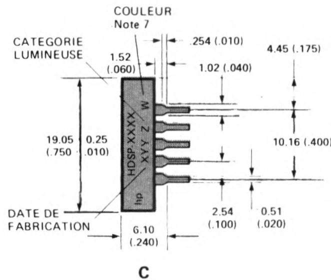


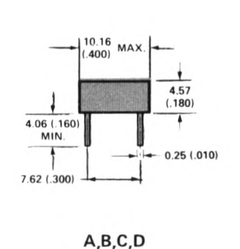
SERIES HDSP-3530, -4030



Broche	Fonction A -3530/-4030	B -3531/-4031	C -3533/-4033	D -3536/-4036
1	CATHODE-a	CATHODE-a	CATHODE[6]	ANODE-d
2	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-f	
3	ANODE[3]	ANODE[3]	ANODE-g	CATHODE-d
4			ANODE-e	CATHODE-c
5			ANODE-d	CATHODE-e
6	CATHODE-dp	NON CON [5]	CATHODE[6]	ANODE-e
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-dp	ANODE-c
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-c	ANODE-dp
9	NON CON. [5]	CATHODE-dp	ANODE-b	
10	CATHODE-c	CATHODE-c	ANODE-a	CATHODE-dp
11	CATHODE-g	CATHODE-g		CATHODE-b
12				CATHODE-a
13	CATHODE-b	CATHODE-b		ANODE-a
14	ANODE[3]	ANODE[3]		ANODE-b

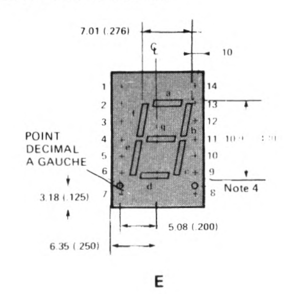


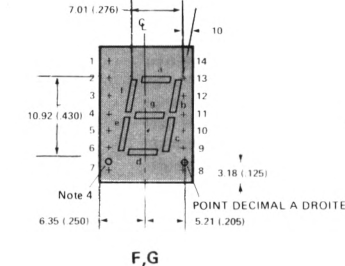


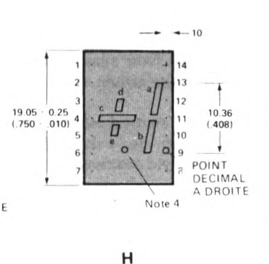


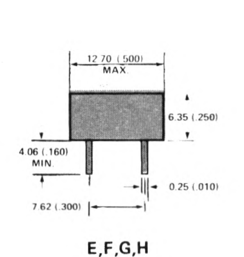
Dimensions

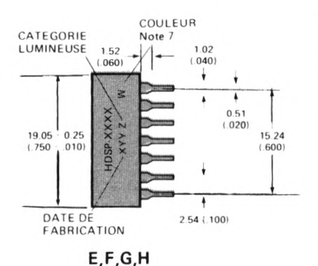
SERIES HDSP-3730, -4130







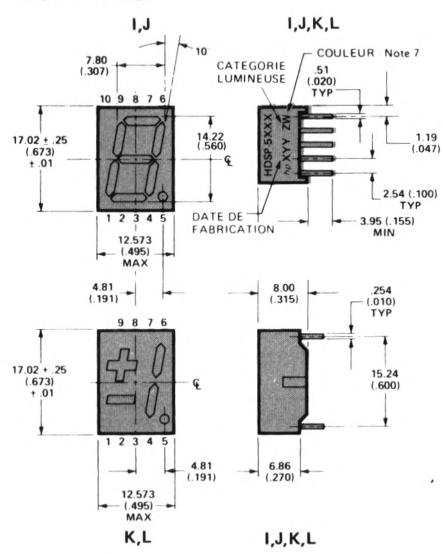




Broche	Fonction E -3730/-4130	F -3731/-4131	G -3733/-4133	H -3736/-4136
1	CATHODE-a	CATHODE-a	ANODE-a	CATHODE-d
2	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-f	ANODE-d
3	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	
4				CATHODE-c
5				CATHODE-e
6	CATHODE-dp	NON CON [5]	NON CON [5]	ANODE-e
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-e	ANODE-c
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-d	ANODE-dp
9	NON CON [5]	CATHODE-dp	ANODE-dp	CATHODE-dp
10	CATHODE-c	CATHODE-c	ANODE-c	CATHODE-b
11	CATHODE-g	CATHODE-g	ANODE-g	CATHODE-a
12				
13	CATHODE-b	CATHODE-b	ANODE-b	ANODE-a
14	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	ANODE-b

Dimensions

SERIES HDSP-5530, -5730



Broche	Fonction			
	I	J	K	L
1	CATHODE e	ANODE e	CATHODE c	ANODE c
2	CATHODE d	ANODE d	ANODE c, d	CATHODE c, d
3	ANODE(3)	CATHODE(6)	CATHODE b	ANODE b
4	CATHODE c	ANODE c	ANODE a, b DP	CATHODE a, b, DP
5	CATHODE DP	ANODE DP	CATHODE DP	ANODE DP
6	CATHODE b	ANODE b	CATHODE a	ANODE a
7	CATHODE a	ANODE a	ANODE a, b, DP	CATHODE a, b, DP
8	ANODE(3)	CATHODE(6)	ANODE c, d	CATHODE c, d
9	CATHODE f	ANODE f	CATHODE d	ANODE d
10	CATHODE g	ANODE g	(5)	(5)

Dimensions

SERIES HDSP-3900, -4200

11.07 (0.436) — 8 — 13.08 (0.515) — 10.16 (0.400) — 20.32 (0.800) — 27.69 ± 0.25 (1.090 ± 0.010) — 8.25 (0.325) — 1.27 (0.050)

POINT DECIMAL A GAUCHE — Note 4 — AXE DU CARACTERE — AXE DU BOITIER

M,P

11.07 (0.436) — 8 — 8.25 (0.325) — 1.27 (0.050) — POINT DECIMAL A DROITE — AXE DU CARACTERE — AXE DU BOITIER

N,O

1.78 (0.070) — 8 — 9.39 (0.370) — 18.87 (0.743) — Note 4 — POINT DECIMAL A DROITE — 1.27 (0.050) — 8.25 (0.325) — AXE DU BOITIER

Q

19.96 MAX. (0.786 MAX.) — 8.38 ± 0.25 (0.330 ± 0.010) — 6.1 MIN. (0.240 MIN.) — 1.02 (0.040) — 0.38 (0.015) — 15.24 ± 0.25 (0.600 ± 0.010)

M,N,O,P,Q

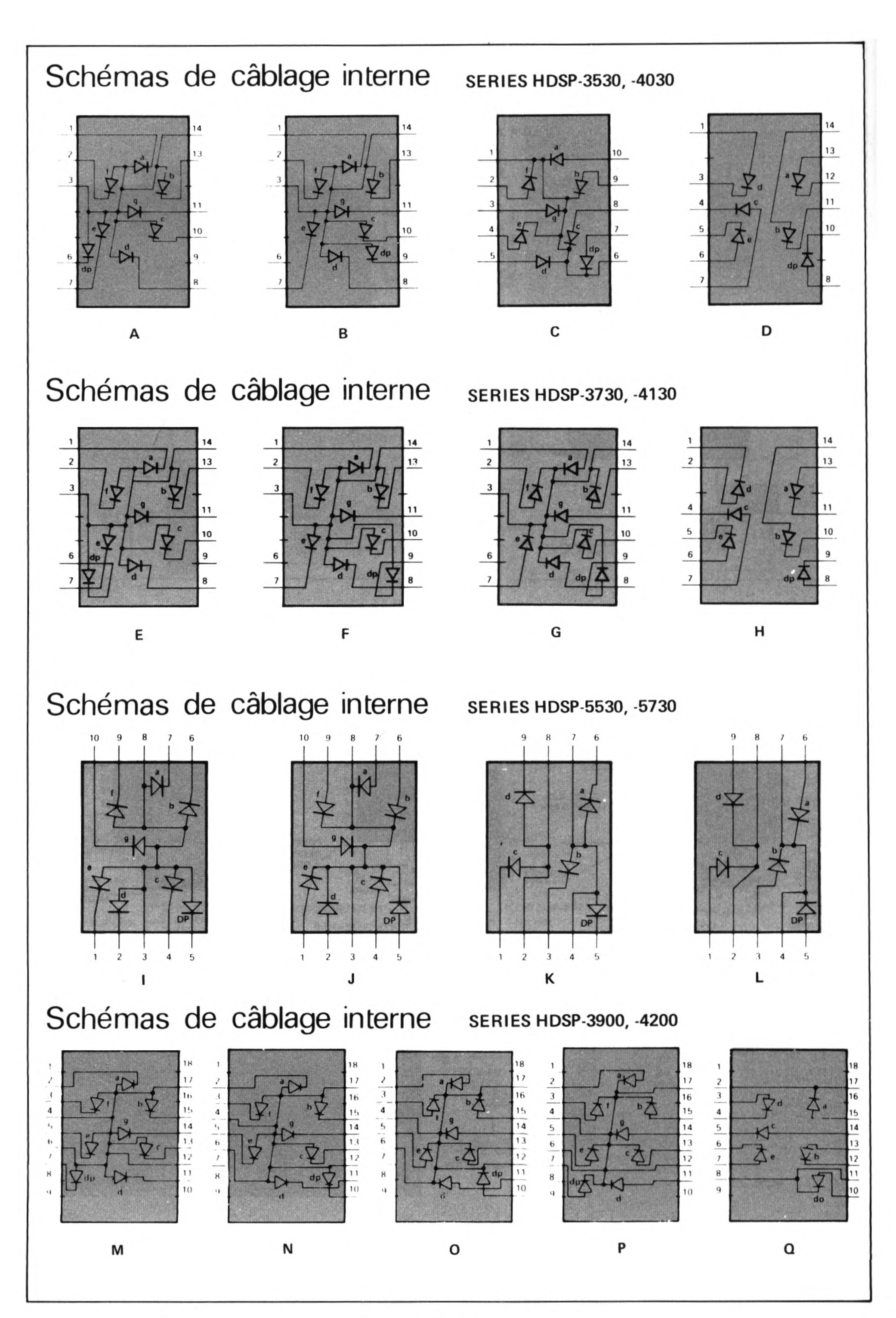
COULEUR Note 7 — CATEGORIE LUMINEUSE — 0.51 (0.020) — 5.08 (0.200) — BROCHES 2 ET 17 — HDSP XXXX W XYY Z — 2.54 ± 0.25 (0.100 ± 0.010) — DATE DE FABRICATION

M,N,O,P,Q

Broche	Fonction				
	M 3900/4200	N 3901/4201	O 3903/4303	P 3905/4205	Q 3906/4206
1					
2	CATHODE a	CATHODE a	ANODE a	ANODE a	CATHODE a
3	CATHODE f	CATHODE f	ANODE f	ANODE f	ANODE d
4	ANODE(3)	ANODE(3)	CATHODE(6)	CATHODE(6)	CATHODE d
5	CATHODE e	CATHODE e	ANODE e	ANODE e	CATHODE c
6	ANODE(3)	ANODE(3)	CATHODE(6)	CATHODE(6)	CATHODE e
7	CATHODE dp	NON CON.	NON CON.	ANODE dp	ANODE e
8					CATHODE dp
9					
10		CATHODE dp	ANODE dp		ANODE dp
11	CATHODE d	CATHODE d	ANODE d	ANODE d	CATHODE dp
12	ANODE(3)	ANODE(3)	CATHODE(6)	CATHODE(6)	CATHODE b
13	CATHODE c	CATHODE c	ANODE c	ANODE c	ANODE b
14	CATHODE g	CATHODE g	ANODE g	ANODE g	ANODE c
15	CATHODE b	CATHODE b	ANODE b	ANODE b	ANODE a
16					
17	ANODE(3)	ANODE(3)	CATHODE(6)	CATHODE(6)	CATHODE a
18					

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Dimensions nominales (sans tolérance)
3. Double sortie anode
4. Point décimal non utilisé
5. Voir schéma câblage interne
6. Double sortie cathode
7. Série HDSP-4030, -4130, -5730, -4200
8. Se reporter au tableau des références pour ce qui concerne l'emplacement du point décimal


Schémas de câblage interne
SERIES HDSP-3530, -4030
A
B
C
D
Schémas de câblage interne
SERIES HDSP-3730, -4130
E
F
G
H
Schémas de câblage interne
SERIES HDSP-5530, -5730
I
J
K
L
Schémas de câblage interne
SERIES HDSP-3900, -4200
M
N
O
P
Q

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Symbole	Référence HDSP-	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (9, 10) (moyenne par chiffre)	I_V	3530	100 mA crête facteur de forme 1/5	1500	4500		µcd
		3730		1500	5000		
		5530		2200	7000		
		3900		2200	7000		
		3530	20 mA CC		3100		µcd
		3730			3500		
		5530			4800		
		3900			4800		
		4030	100 mA crête facteur de forme 1/5	1500	4500		µcd
		4130		1500	5000		
		5730		2200	7000		
		4200		2200	7000		
		4030	20 mA CC		2200		µcd
		4130			2500		
		5730			3400		
		4200			3400		
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}	3530/3730/5530/3900			635		nm
		4030/4130/5730/4200			583		nm
Longueur d'onde dominante (11, 12) (moyenne par chiffre)	λ_d	3530/3730/5530/3900			626		nm
		4030/4130/5730/4200		581,5	586	592,5	nm
Tension directe par segt ou pd	V_F	Toutes références	$I_F = 100$ mA		2,6	3,5	V
Courant inverse par segt ou pd	I_R		$V_R = 3$ V			100	µA
Coefficient de température de V_F par segment ou point décimal	$\Delta V_F/^\circ C$		$I_F = 100$ mA		−1,1		mV/°C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{JB}$	3530/4030/3703/4130			282		°C/W/seg
		5530/5730			345		°C/W/seg
		3900/4200			375		°C/W/seg

Notes :

9. La température du boîtier juste avant la mesure d'intensité est de 25°C
10. Les afficheurs sont classés par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre repère sur le côté droit du boîtier
11. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
12. Les afficheurs jaunes HDSP-4030/-4130 sont classés par longueur d'onde dominante à l'aide d'un chiffre suivant le repère indiquant la catégorie lumineuse

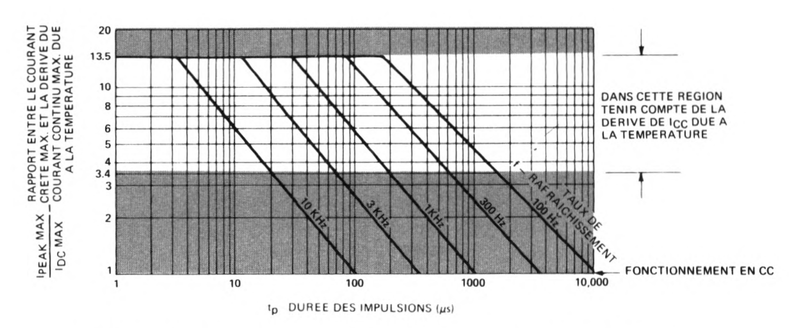


FIGURE 1 — Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

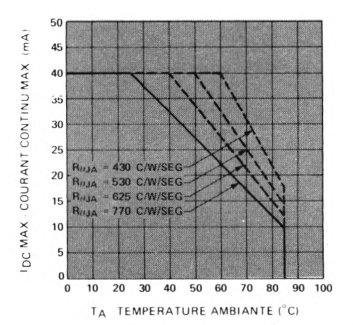


FIGURE 2 — Courant continu max. admissible par segment en fonction de la température ambiante

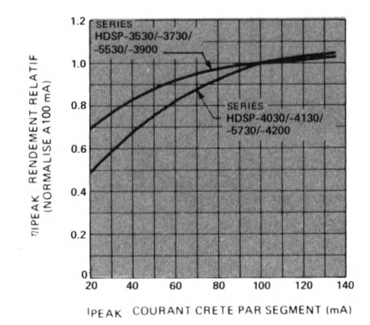


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

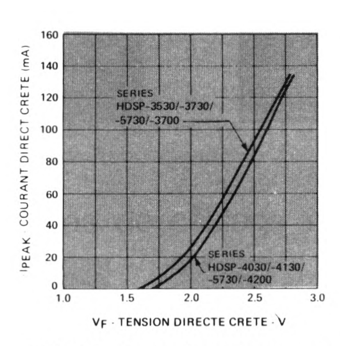


FIGURE 4 — Courant direct crête par segment en fonction de la tension directe crête

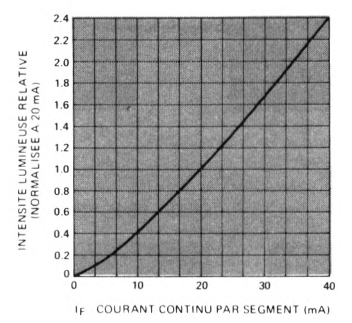


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

Conditions d'utilisation

CALCUL DES PARAMETRES ELECTRIQUES

Les afficheurs de ces séries comportent huit DEL agrandies optiquement pour former les sept segments de chaque chiffre et le point décimal. Les DEL ont une jonction, diffusée dans une couche GaAsP épitaxiée sur substrat GaP transparent.

Les afficheurs sont conçus pour fonctionner en multiplex à des courants crête importants. Les valeurs typiques de la tension directe, relevées sur la figure 4, doivent être utilisées pour calculer la valeur de la résistance limitant le courant et la puissance dissipée typique. La valeur maximale de V_F, désirée pour calculer le circuit de commande et la puissance maximale dissipée, peut être calculée en utilisant la méthode suivante :

V_F MAX = 2,15 V + I_{PEAK} (13,5 Ω)
pour $I_F \geqslant 30$ mA

V_F MAX = 1,9 V + I_{DC} (21,8 Ω)
pour 10 mA $\leqslant I_F \leqslant$ 30 mA

Les conditions de fonctionnement en multiplex, en fonction de la température, sont obtenues à partir des figures 1 et 2. La figure 1 donne la durée de l'impulsion (t_p), le taux de rafraîchissement (f) et le rapport du courant crête maximal sur le courant continu maximal (I_{PEAK} MAX/I_{DC} MAX). La figure 2 indique le courant continu maximal admissible en fonction de la température ambiante. La figure 1 est établie en partant du principe que la température crête de la jonction en impulsions pour un courant crête, une largeur d'impulsion et un taux de rafraîchissement déterminés est la même que celle atteinte avec le courant continu maximal admissible. Un taux de rafraîchissement égal ou supérieur à 1 kHz réduit l'échauffement de la jonction en impulsion, permettant ainsi d'atteindre l'intensité lumineuse moyennée en temps maximale qui se calcule en utilisant la caractéristique de rendement relatif de la figure 3 et le courant direct moyen. L'intensité lumineuse moyennée en temps, I_V (à 25°C), la température du boîtier étant de 25°C, se calcule comme suit :

$$I_V\,(25°C) = \frac{I_{AVG}}{20\ mA}\ [\,\eta I_{PEAK}\,]\ [\,I_V\ SPEC.\,]$$

Exemple : pour la série HDSP-4030, ηI_{PEAK} = 1,00 à I_{PEAK} = 100 mA pour un facteur cyclique de 1/5.

$$I_V\,(25°C) = \frac{20\ mA}{20\ mA}\ [\,1{,}00\,]\ [\,4{,}5\ mcd\,] = 4{,}5\ mcd/segt$$

L'intensité lumineuse moyennée en temps peut s'ajuster en fonction de la température de la jonction en appliquant le coefficient de correction suivant :

$$I_V\,(T_J) = I_V\,(25°C)\ e^{[\,k\,(T_J + 25°C)\,]}$$

où $T_J = T_A + P_D \cdot R\theta_{J-A}$

Référence	k
-3530/-3730/-5530/-3900	– 0,0131/°C
-4030/-4130/-5730/-4200	– 0,0112/°C

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les pattes du boîtier constituent le cadre sur lequel sont directement rattachés les éléments des DEL, l'ensemble étant intégré à un boîtier DIP standard. Les fils de cathode servent donc à la fois de supports mécaniques et d'évacuateurs thermiques. La température de jonction maximale admissible est de 105°C. Les régimes à puissance ont été étudiés de façon que dans le plus mauvais cas, la tension directe V_F ne permette pas de dépasser cette valeur.

La résistance thermique broche-ambiance dans le cas le plus défavorable est de 400°C/W/segt lorsque les pistes du circuit imprimé ont leur largeur minimale. Lorsque le circuit imprimé permet d'atteindre une $R\theta_{B-A}$ inférieure à 400°C/W/segt, le courant moyen peut être nettement augmenté comme le montre la figure 2.

CARACTERISTIQUES OPTIQUES

Le diagramme de rayonnement des dispositifs est pratiquement lambertien. La stérance lumineuse se calcule comme suit :

$$L_V\,(cd/m^2) = \frac{I_V\,(cd)}{A\,(m^2)}$$

Référence	Surface/Segment (mm²)
-3530/-4030	2,5
-3730/-4130	4,4
-5530/-5730	8,8
-3900/-4200	14,9

AMELIORATION DU CONSTRASTE

Le but de l'amélioration du contraste est de permettre une lecture confortable à la lumière ambiante. On utilise pour améliorer la lecture, la technique du contraste lumineux qui consiste à faire se confondre le segment éteint et le fond, le segment allumé se détachant parfaitement. Des filtres de longueur d'onde appropriée améliorent encore le contraste en réduisant les réflexions autour de l'afficheur tout en faisant passer la lumière émise par les segments. Ces filtres sont étudiés dans la Note d'Applications 964.

Le contraste de chrominance peut améliorer encore la lisibilité de l'afficheur en augmentant la différence de couleur entre le segment et la zone qui l'entour; c'est pourquoi ces afficheurs sont gris avec segments non teintés. Un renforcement complémentaire du contraste peut être obtenu en utilisant le Light Control Film neutre de 3M (filtre à volet), ou un filtre neutre gris tel que le Panelgraphic Chromafilter Gray 10 ou équivalent.



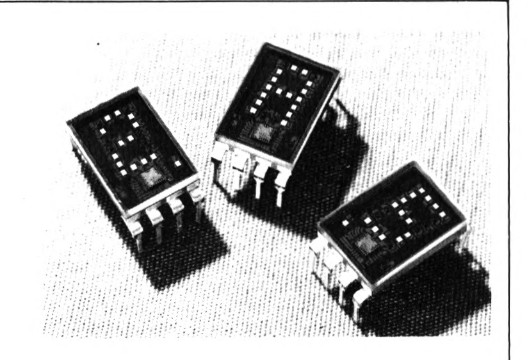
AFFICHEURS 7 SEGMENTS 7,62 mm ET 10,9 mm

ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIES 5082-7610, -7650
JAUNE • SERIES 5082-7620, -7660
VERT • SERIES 5082-7630, -7670

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1981

Particularités

- **FAIBLES DIMENSIONS**
- **TROIS COULEURS AU CHOIX :**
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert
- **FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE COURANT**
  3 mA par segment
  Conçus pour fonctionnement en multiplex
- **EXCELLENTE LISIBILITE**
  Luminosité des segments uniforme
  Grand angle de visibilité
  Boîtier couleur augmentant le contraste éteint/éclairé
- **FACILITE DE MONTAGE SUR CIRCUITS IMPRIMES OU SUPPORTS DE CIRCUITS INTEGRES**
  Ecartement des broches 7,62 x 2,54 mm
- **CLASSE PAR CATEGORIES LUMINEUSES**
  Permet d'avoir un affichage à plusieurs chiffres de luminosité uniforme
- **COMPATIBLES AVEC CIRCUITS INTEGRES**
- **MECANIQUEMENT ROBUSTES**



Description

Les afficheurs des séries 5082-7610, -7620, -7630 et 5082-7650, -7660, -7670 à 7 segments sont disponibles en rouge, vert et jaune. La hauteur des chiffres est de 7,62 mm et de 10,92 mm. Parmi leurs utilisations possibles, on peut noter l'instrumentation, l'appareillage et les pendules électriques, les caisses enregistreuses.
Les afficheurs des séries 5082-7610, -7620, -7650 et -7660 sont constitués de puces DEL haut rendement au GaAsP sur substrat GaP transparent, les afficheurs des séries 5082-7630 et -7670 par une puce au GaP sur substrat GaP transparent.
Leş afficheurs des séries 5082-7610, -7620 et -7630 sont visibles à 3 m, les afficheurs des séries 5082-7650, -7660 et -7670 à 10 m.

Références

7,62 mm

Réf. HP 5082-	Couleur	Description	Boîtiers et schémas
7610	Rouge, haut rendement	Anodes communes, point décimal à gauche	A
7611	Rouge, haut rendement	Anodes communes, point décimal à droite	B
7613	Rouge, haut rendement	Cathodes communes, point décimal à droite	C
7616	Rouge, haut rendement	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	D
7620	Jaune	Anodes communes, point décimal à gauche	A
7621	Jaune	Anodes communes, point décimal à droite	B
7623	Jaune	Cathodes communes, point décimal à droite	C
7626	Jaune	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	D
7630	Vert	Anodes communes, point décimal à gauche	A
7631	Vert	Anodes communes, point décimal à droite	B
7633	Vert	Cathodes communes, point décimal à droite	C
7636	Vert	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	D

* Branchement universel : les anodes et cathodes de chaque DEL sont indépendantes et raccordées individuellement à une borne de sortie (voir schéma D)

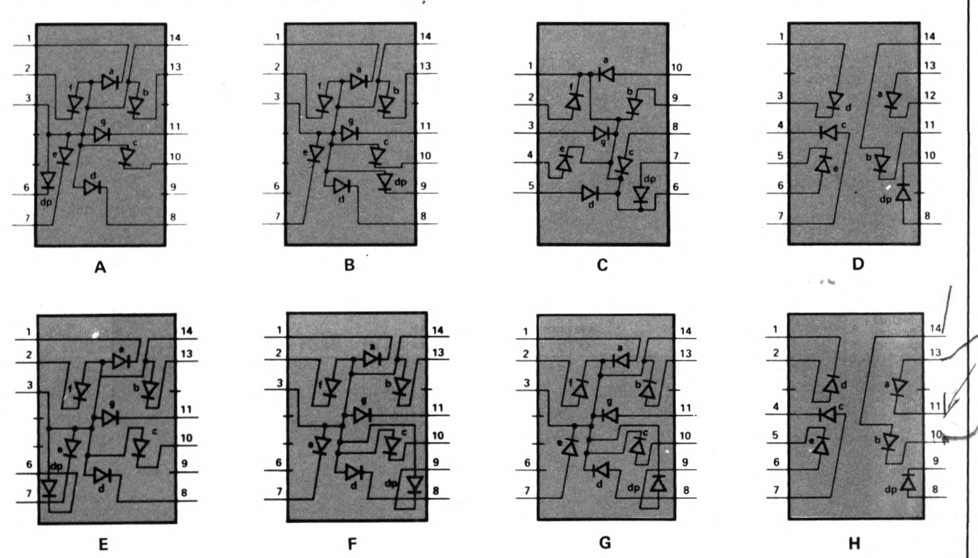
Références (suite)

10,9 mm

Réf. HP 5082-	Couleur	Description	Boîtiers et schémas
7650	Rouge, haut rendement	Anodes communes, point décimal à gauche	E
7651	Rouge, haut rendement	Anodes communes, point décimal à droite	F
7653	Rouge, haut rendement	Cathodes communes, point décimal à droite	G
7656	Rouge, haut rendement	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	H
7660	Jaune	Anodes communes, point décimal à gauche	E
7661	Jaune	Anodes communes, point décimal à droite	F
7663	Jaune	Cathodes communes, point décimal à droite	G
7666	Jaune	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	H
7670	Vert	Anodes communes, point décimal à gauche	E
7671	Vert	Anodes communes, point décimal à droite	F
7673	Vert	Cathodes communes, point décimal à droite	G
7676	Vert	Branchement universel*, dépassement ± 1, point décimal à droite	H

* Branchement universel : les anodes et cathodes de chaque DEL sont indépendantes et raccordées individuellement à une borne de sortie (voir schéma D)

Schémas de câblage interne



Valeurs limites absolues

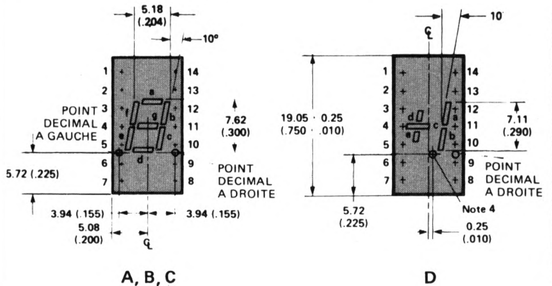
Puissance dissipée en courant continu par segment (1) ($T_A = 50°C$) . . . . . 81 mW
Température d'utilisation . . . . . – 40°C à + 85°C
Température de stockage . . . . . – 40°C à + 85°C
Courant direct crête par segment (3) ($T_A = 50°C$) . . . . . 60 mA
Courant direct moyen par segment (1, 2) ($T_A = 50°C$) . . . . . 20 mA
Tension inverse par segment . . . . . 6 V
Température de soudage (à une distance de 1,6 mm min. du plan de base du boîtier) (4) . . . . . 260°C pendant 3 s

Notes :

1. Se reporter à la courbe de la figure 2
2. A partir de 50°C, réduire le courant de 0,4 mA/°C par segment
3. Se reporter à la courbe de la figure 1
4. Nettoyer uniquement avec eau, Isopropanol, Ethanol, Fréon TF ou TE (ou équivalent) et Genesolv DI-15 ou DE-15 (ou équivalent

Dimensions

AFFICHEURS 5082-7610, -7620, -7630

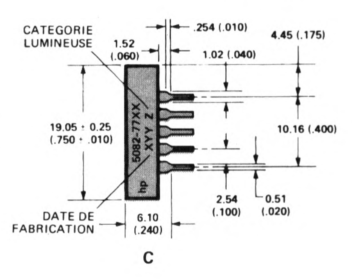


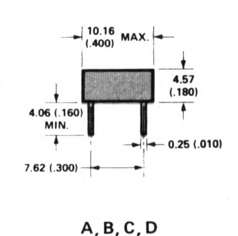
BROCHE	FONCTION A -7610/-7620/ -7630	B -7611/-7621/ -7631	C -7613/-7623/ -7633	D -7616/-7626 -7636
1	CATHODE-a	CATHODE-a	CATHODE[6]	ANODE-d
2	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-f	
3	ANODE[3]	ANODE [3]	ANODE-g	CATHODE-d
4			ANODE-e	CATHODE-c
5			ANODE-d	CATHODE-e
6	CATHODE-dp	NON CON.[5]	CATHODE[6]	ANODE-e
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-dp	ANODE-c
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-c	ANODE-dp
9	NON CON.[5]	CATHODE-dp	ANODE-b	
10	CATHODE-c	CATHODE-c	ANODE-a	CATHODE-dp
11	CATHODE-g	CATHODE-g		CATHODE-b
12				CATHODE-a
13	CATHODE-b	CATHODE-b		ANODE-a
14	ANODE[3]	ANODE[3]		ANODE-b

dp = pd : point décimal

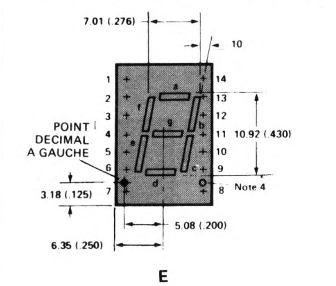
CATEGORIE LUMINEUSE
.254 (.010)
1.52 (.060)
1.02 (.040)
19.05 ± 0.25 (.750 ± .010)
15.24 (.600)
2.54 (.100)
5082-77XX XYY Z
DATE DE FABRICATION
6.10 (.240)
0.51 (.020)

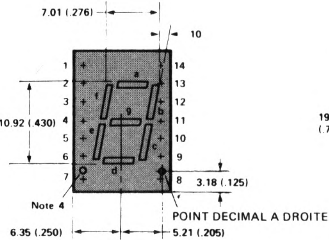
A, B, D

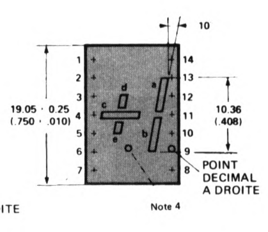




AFFICHEURS 5082-7650, -7660, -7670

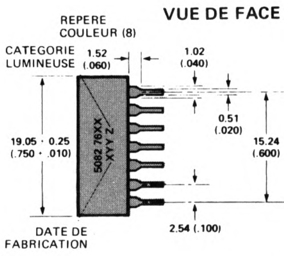






VUE DE FACE

12.70 (.500)
MAX.
6.35 (.250)
4.06 (.160)
MIN.
0.25 (.010)
7.62 (.300)



VUE DE COTE

BROCHE	FONCTION E -7650/-7660/ -7670	F -7651/-7661/ -7671	G -7653/-7663/ -7673	H -7656/-7666/ -7676
1	CATHODE-a	CATHODE-a	ANODE-a	CATHODE-d
2	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-f	ANODE-d
3	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	
4				CATHODE-c
5				CATHODE-e
6	CATHODE-dp	NON CON.[5]	NON CON.[5]	ANODE-e
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-e	ANODE-c
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-d	ANODE-dp
9	NON CON.[5]	CATHODE-dp	ANODE-dp	CATHODE-dp
10	CATHODE-c	CATHODE-c	ANODE-c	CATHODE-b
11	CATHODE-g	CATHODE-g	ANODE-g	CATHODE-a
12				
13	CATHODE-b	CATHODE-b	ANODE-b	ANODE-a
14	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	ANODE-b

dp = pd : point décimal

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. DIMENSIONS NOMINALES (SANS TOLERANCE)
3. DOUBLE SORTIE ANODE
4. POINT DECIMAL NON UTILISE
5. VOIR SCHEMA DE CABLAGE INTERNE
6. DOUBLE SORTIE CATHODE
7. VOIR TABLEAU REFERENCES POUR POINT DECIMAL A DROITE OU A GAUCHE
8. REPERE COULEUR, UNIQUEMENT SUR SERIES 5082-7620, -7660, -7630 et -7670

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

ROUGE HAUT RENDEMENT 5082-7610, -7611, -7613, -7616, -7650, -7651, -7653, -7656

Paramètre	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (5, 8) (moyenne par caractère)	I_V	5 mA CC	200	550		µcd
		20 mA CC		3025		µcd
		60 mA crête Facteur d'utilisation 1/6		1765		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			635		nm
Longueur d'onde dominante (6)	λ_d			626		nm
Tension directe par segment	V_F	$I_F = 5$ mA		1,7		V
		$I_F = 20$ mA		2	2,5	
		$I_F = 60$ mA		2,8		
Courant inverse par segment	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Temps de réponse (7)	t_r, t_f			90		ns
Coefficient de température V_F/seg	$\Delta V_F/°C$			−2		mV/°C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{J\text{-}PIN}$			282		°C/W/seg

JAUNE 5082-7620, -7621, -7623, -7626, -7660, -7661, -7663, -7666

Paramètre	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (5, 8) (moyenne par caractère)	I_V	5 mA CC	160	400		µcd
		20 mA CC		2280		µcd
		60 mA crête Facteur d'utilisation 1/6		1440		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			583		nm
Longueur d'onde dominante (6)	λ_d		581,5	586	592,5	nm
Tension directe par segment	V_F	$I_F = 5$ mA		1,8		V
		$I_F = 20$ mA		2,2	2,5	
		$I_F = 60$ mA		3,1		
Courant inverse par segment	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Temps de réponse (7)	t_r, t_f			90		ns
Coefficient de température V_F/seg	$\Delta V_F/°C$			−2		mV/°C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{J\text{-}PIN}$			282		°C/W/seg

VERT 5082-7630, -7631, -7633, -7636, -7670, -7671, -7673, -7676

Paramètre	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (5, 8) (moyenne par caractère)	I_V	10 mA CC	125	300		µcd
		20 mA CC		780		µcd
		60 mA crête Facteur d'utilisation 1/6		540		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			565		nm
Longueur d'onde dominante (6)	λ_d			572		nm
Tension directe par segment	V_F	$I_F = 5$ mA		1,9		V
		$I_F = 20$ mA		2,2	2,5	
		$I_F = 60$ mA		2,9		
Courant inverse par segment	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Temps de réponse (7)	t_r, t_f			90		ns
Coefficient de température V_F/seg	$\Delta V_F/°C$			−2		mV/°C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{J\text{-}PIN}$			282		°C/W/seg

Notes :

5. Les afficheurs sont classés par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre repère sur le côté droit du boîtier
6. La longueur d'onde, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
7. Temps nécessaire pour passer de 10% à 90% d'intensité lumineuse sous l'effet d'une variation de courant
8. Le coefficient de température de l'intensité lumineuse $I_V/°C$ est calculé à l'aide de la formule suivante :

$$I_{V_{T_A}} = I_{V_{25°C}} \, e^{[K(T_A - 25°C)]}$$

Série	K
-7610	− 0,0131/°C
-7620	− 0,0112/°C
-7630	− 0,0104/°C

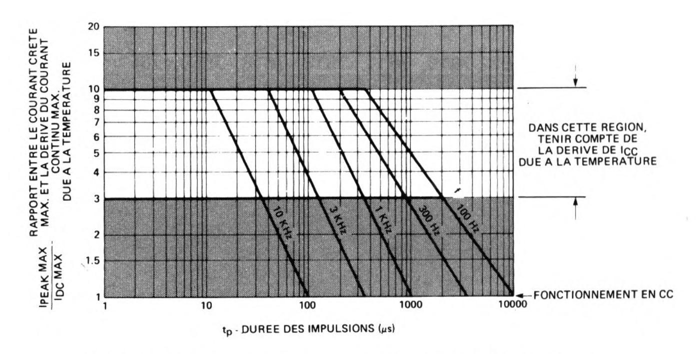


FIGURE 1 – Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

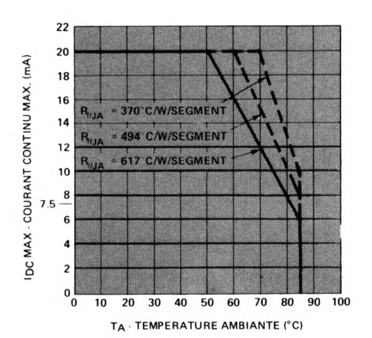


FIGURE 2 – Courant continu max. admissible et puissance dissipée par segment en fonction de la température ambiante

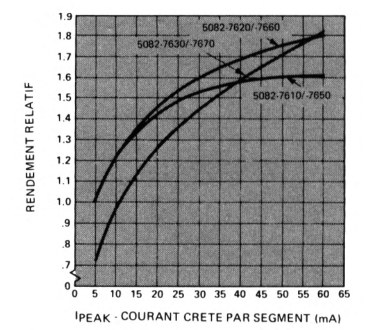


FIGURE 3 – Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

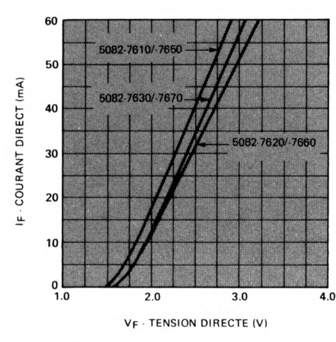


FIGURE 4 – Caractéristiques courant direct/tension directe

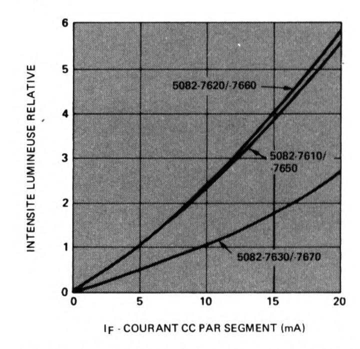


FIGURE 5 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

Conditions d'exploitation

CALCUL DES PARAMETRES ELECTRIQUES

Les afficheurs numériques de la série 5082-7600 sont formés d'un réseau de huït DEL, permettant de reconstituer tous les chiffres à partir de sept segments plus un point décimal. Les chiffres obtenus sont agrandis optiquement.

Les diodes de ces afficheurs sont réalisées à partir d'un substrat de phosphure de gallium et d'une jonction au phosphure-arséniure de gallium pour émettre dans le rouge et le jaune (haut rendement) ou au phosphure de gallium pour émettre en vert.

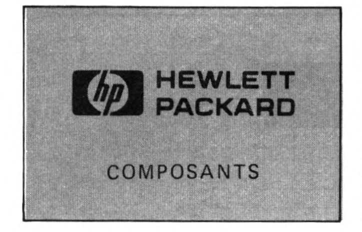
Ces afficheurs sont faits pour fonctionner en multiplexage. Les valeurs de tension directe typiques pour calculer la résistance de limitation et la dissipation sont à relever sur la figure 4. Le calcul de V_F, en fonction des circuits de commande et de la puissance maximale dissipée, se calcule à l'aide de la formule suivante :

$V_F = 1{,}75\ V + I_{PEAK}\ (38\ \Omega)$ pour $I_{crête} \geqslant 20$ mA

et

$V_F = 1{,}60\ V + I_{DC}\ (45\ \Omega)$ pour $5\ mA \leqslant I_{DC} \leqslant 20$ mA

Les différents afficheurs peuvent être équipés de filtres pour améliorer le contraste. Les différents types de filtres suivants ou équivalents peuvent être utilisés : pour le rouge : Panelgraphic Scarlet Red 65 ou Homalite 1670; pour le jaune : Panelgraphic Amber 27 ou Homalite (100-1720, 100-1726); pour le vert : Panelgraphic Green 48 ou Homalite (100-1440, 100-1425). Un excellent filtre pour toutes les couleurs est le Light Control Film de 3M.



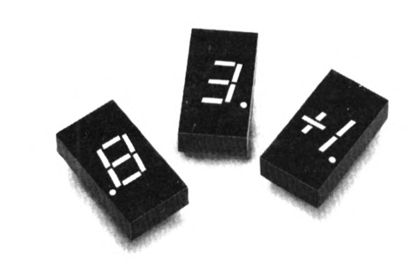
AFFICHEURS ROUGES 7 SEGMENTS

7,62 mm • SERIE 5082-7730
5082-7740
10,9 mm • SERIE 5082-7750
5082-7760

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **EXCELLENTE VISIBILITE**
  Luminosité des segments uniforme
  Grand contraste
  Grand angle de visibilité
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES**
  1,6 V_{CC} par segment
- **EMBASE DIP STANDARD 7,62 mm**
  A souder sur carte ou à monter sur support de circuits intégrés
- **CLASSEMENT PAR CATEGORIE LUMINEUSE**
  Permet d'avoir un affichage à plusieurs chiffres de luminosité uniforme
- **MECANIQUEMENT ROBUSTES**



Description

Les afficheurs de ces séries sont des afficheurs rouges dont la taille est de 7,62 et 10,9 mm. Ceux des séries -7730 et -7740 sont visibles à 3 m, ceux des séries -7750 et -7760 à 6 m. Ils sont destinés à être utilisés en instrumentation, sur les terminaux de points de vente, les pendules et appareils ménager.
La puce de ces DEL est en GaAsP sur substrat GaP.

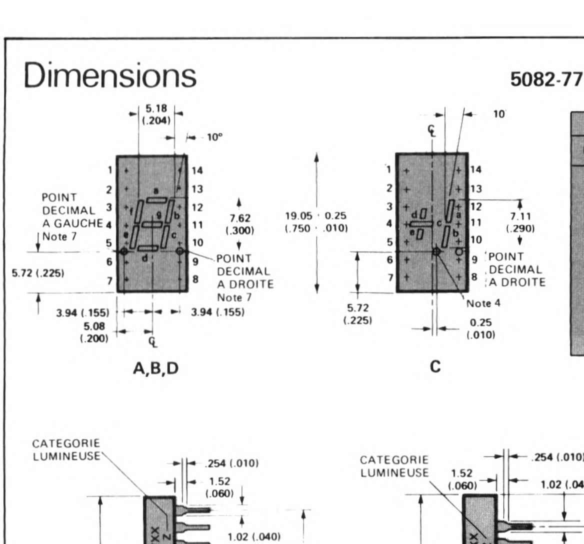
Références

Référence 5082-	Description	Boîtier et Schéma
7730	7,6 mm, anode commune, point décimal à gauche	A
7731	7,6 mm, anode commune, point décimal à droite	B
7736	7,6 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	C
7740	7,6 mm, cathode commune, point décimal à droite	D
7750	10,9 mm, anode commune, point décimal à gauche	E
7751	10,9 mm, anode commune, point décimal à droite	F
7756	10,9 mm, branchement universel, dépassement ± 1, point décimal à droite	G
7760	10,9 mm, cathode commune, point décimal à droite	H

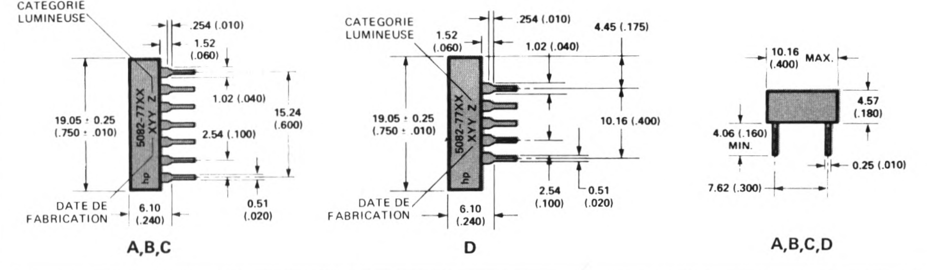
Note : Branchement universel : les anodes et cathodes de chaque DEL sont indépendantes et raccordées individuellement à une borne de sortie (voir schéma G)

Dimensions

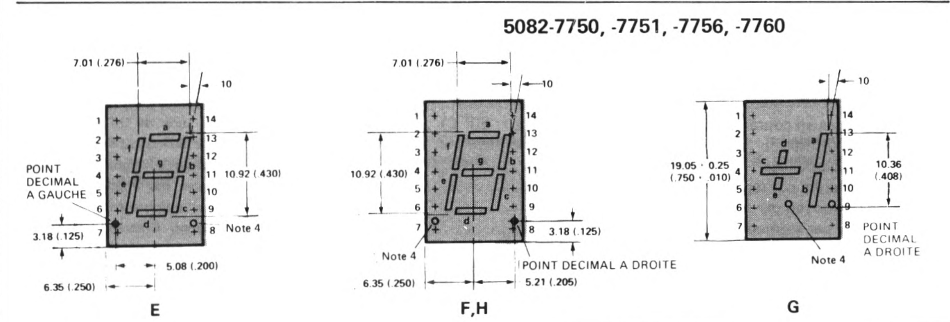
5082-7730, -7731, -7736, -7740

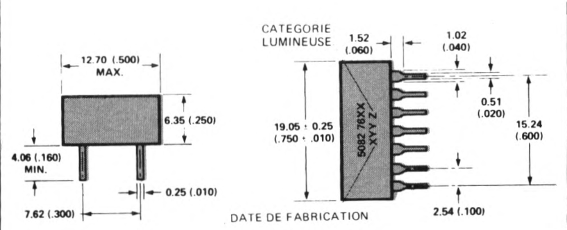


BROCHE	A -7730	B -7731	C -7736	D -7740
	FONCTION			
1	CATHODE-a	CATHODE-a	ANODE-d	CATHODE[6]
2	CATHODE-f	CATHODE-f		ANODE-f
3	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE-d	ANODE-g
4			CATHODE-c	ANODE-e
5			CATHODE-e	ANODE-d
6	CATHODE-dp	NON CON.[5]	ANODE-e	CATHODE[6]
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-c	ANODE-dp
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-dp	ANODE-c
9	NON CON.[5]	CATHODE-dp		ANODE-b
10	CATHODE-c	CATHODE-c	CATHODE-dp	ANODE-a
11	CATHODE-g	CATHODE-g	CATHODE-b	
12			CATHODE-a	
13	CATHODE-b	CATHODE-b	ANODE-a	
14	ANODE[3]	ANODE[3]	ANODE-b	



5082-7750, -7751, -7756, -7760



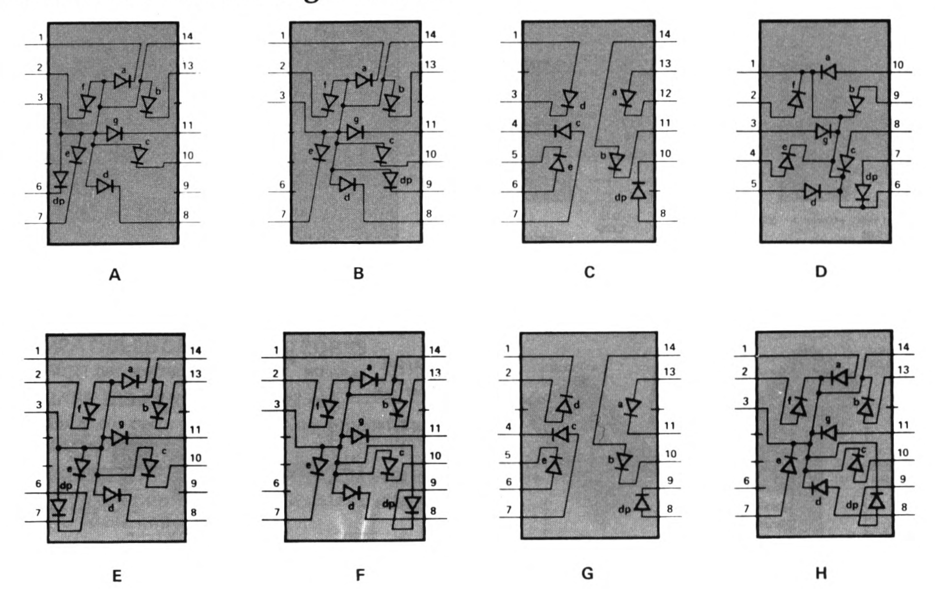


BROCHE	E -7750	F -7751	G -7736	H -7760
	FONCTION			
1	CATHODE-a	CATHODE-a	CATHODE-d	ANODE-a
2	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-d	ANODE-f
3	ANODE[3]	ANODE[3]		CATHODE[6]
4			CATHODE-c	
5			CATHODE-e	
6	CATHODE-dp	NON CON.[5]	ANODE-e	NON CON.[5]
7	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-c	ANODE-e
8	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-dp	ANODE-d
9	NON CON.[5]	CATHODE-dp	CATHODE-dp	ANODE-dp
10	CATHODE-c	CATHODE-c	CATHODE-b	ANODE-c
11	CATHODE-g	CATHODE-g	CATHODE-a	ANODE-g
12				
13	CATHODE-b	CATHODE-b	ANODE-a	ANODE-b
14	ANODE[3]	ANODE[3]	ANODE-b	CATHODE[6]

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Dimensions nominales (sans tolérance)
3. Double sortie anode
4. Point décimal non utilisé
5. Voir schéma câblage interne
6. Double sortie cathode
7. Se reporter au tableau des références pour ce qui concerne l'emplacement du point décimal

Schémas de câblage interne



Valeurs limites absolues

Puissance dissipée en courant continu par segment (1) ($T_A = 50°$ C) . . . . 65 mW
Température d'utilisation . . . . – 40° C à + 85° C
Température de stockage . . . . – 40° C à + 85° C
Courant direct crête par segment (3) ($T_A = 50°$ C) . . . . 150 mA
Courant direct moyen par segment (1, 2) ($T_A = 50°$ C) . . . . 25 mA
Tension inverse par segment . . . . 6 V
Température de soudage . . . . 260° C pendant 3 s
(à une distance de 1,6 mm min. du plan de base du boîtier (4))

Notes : 1 . Cf. la courbe de variation de puissance (Fig. 2). 2 . Le courant varie de 0,4 mA/° C à partir de 50° C. 3 . Se reporter aux courbes de la figure 1 (courant crête/durée des impulsions). 4 . Nettoyer uniquement avec eau, Isopropanol, Ethanol, Fréon TF ou TE (ou équivalent) et Genesolv DI-15 ou DE-15 (ou équivalent)

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°$ C

Description	Symboles	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unités
Intensité lumineuse/segment (1)	I_V	$I_{PEAK} = 100$ mA facteur de forme 10%		610		µcd
(moyenne par chiffre)	I_V	$I_F = 20$ mA	240	700		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (2)	λ_d			640		nm
Tension directe par segment	V_F	$I_F = 20$ mA		1,6	2,0	V
Courant inverse par segment	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Temps de réponse (3)	t_r, t_f			10		ns
Coefficient de température tension directe	$\Delta V_F/°$ C			– 2,0		mV/° C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{J\text{-}B}$			282		°C/W/seg

Notes : 1 . Les afficheurs sont classés par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre repère sur le côté droit du boîtier.
2 . La longueur d'onde λ_d qui définit seule la couleur est extraite du diagramme chromatique du CIE.
3 . Temps nécessaire pour passer de 10% à 90% de l'intensité lumineuse sous l'effet d'une variation de courant.

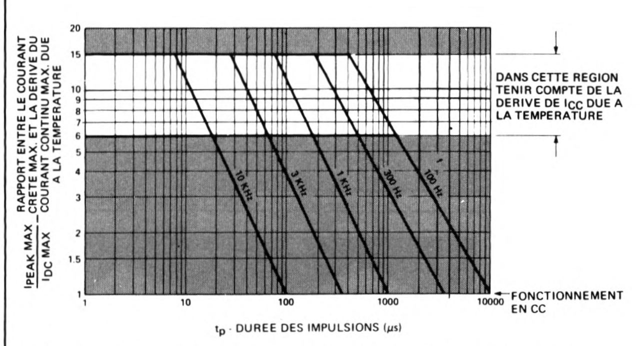


FIGURE 1 — Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

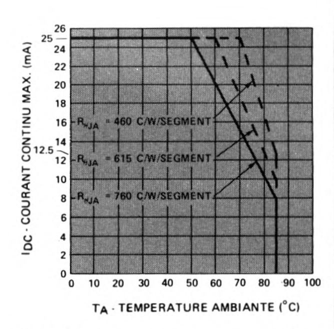


FIGURE 2 — Courant continu max. admissible et puissance dissipée par segment en fonction de la température ambiante

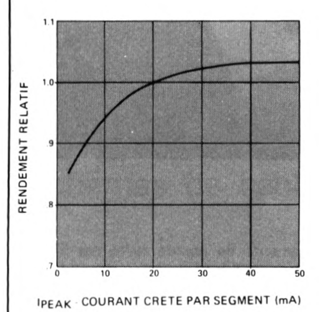


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

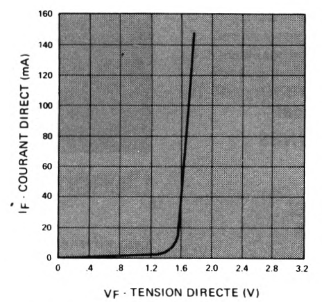


FIGURE 4 — Caractéristiques courant direct/tension directe

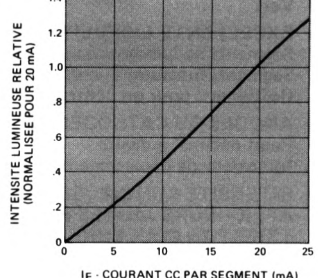


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs de la série 5082-77XX comportent huit DEL agrandies optiquement pour former les sept segments d'un chiffre et le point décimal. Les diodes sont constituées par une jonction diffusée dans une couche de GaAsP sur substrat GaP.

Ces afficheurs sont destinés à fonctionner en multiplexage sous fort courant crête. Les tensions relevées sur la courbe 4 doivent être utilisées pour calculer la résistance de limitation et la dissipation. La tension V_F maximale peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$V_F = 1{,}55\ V + I_{PEAK}\ (7\ \Omega)$$
$$\text{pour } 5\ mA \leqslant I_{PEAK} \leqslant 150\ mA$$

AMELIORATION DU CONTRASTE

Il est possible d'améliorer le contraste à l'aide d'un des filtres suivants : Homalite H100-1605, H100-1804 (purple), Panelgraphic Ruby Red 60, Dark Red 63, Purple 90, Plexiglas 2423, Brand Light Control Film 3M en lumière du jour.



COMPOSANTS

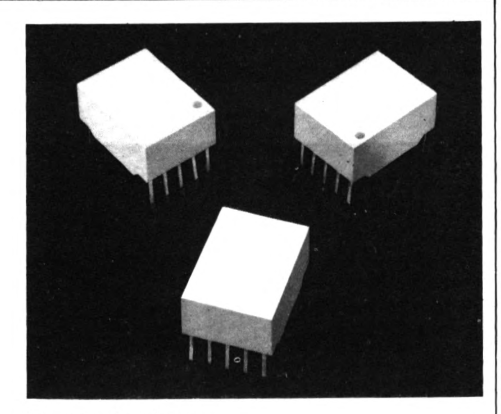
AFFICHEURS 7 SEGMENTS 14,1 mm

ROUGE • SERIE HDSP-5300
ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIE HDSP-5500
JAUNE • SERIE HDSP-5700
VERT • SERIE HDSP-5800

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- DIMENSIONS NORMALISEES DANS L'INDUSTRIE
- BROCHAGE STANDARD 15,24 x 2,54
- QUATRE COULEURS AU CHOIX
  Rouge
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert
- EXCELLENTE LISIBILITE
  Segments de luminosité uniforme
  Segments biseautés à leurs extrémités
  Boîtier gris pour un contraste maximal
- ANODES OU CATHODES COMMUNES
  Point décimal à droite
  Indicateur de dépassement ± 1
- INTENSITE LUMINEUSE REPEREE. AFFICHEURS JAUNES ET VERTS TRIES PAR COULEUR
  Le choix d'afficheurs (dans une même catégorie) permet de réaliser des affichages homogènes de plusieurs chiffres



Description

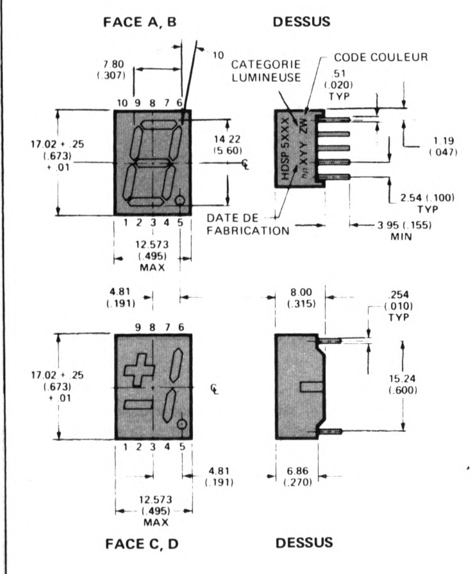
Les afficheurs sept segments de grande taille des séries HDSP-5300, -5500, -5700 et -5800 sont des dispositifs à DEL dont les caractères ont une hauteur de 14,1 mm. Ils sont conçus pour être lisibles jusqu'à 7 m même sous fort éclairage ambiant.

Leur boîtier et leur brochage sont aux normes industrielles. Les dispositifs numériques ainsi que le caractère de dépassement ± 1, à anodes ou cathodes communes, ont le point décimal à droite.

Références

Références HDSP	Couleur	Description	Boîtier
5301	Rouge	Anodes communes, point décimal à droite	A
5303		Cathodes communes, point décimal à droite	B
5307		Indicateur de dépassement ± 1, anodes communes	C
5308		Indicateur de dépassement ± 1, cathodes communes	D
5501	Rouge haut rendement	Anodes communes, point décimal à droite	A
5503		Cathodes communes, point décimal à droite	B
5507		Indicateur de dépassement ± 1, anodes communes	C
5508		Indicateur de dépassement ± 1, cathodes communes	D
5701	Jaune	Anodes communes, point décimal à droite	A
5703		Cathodes communes, point décimal à droite	B
5707		Indicateur de dépassement ± 1, anodes communes	C
5708		Indicateur de dépassement ± 1, cathodes communes	D
5801	Vert	Anodes communes, point décimal à droite	A
5803		Cathodes communes, point décimal à droite	B
5807		Indicateur de dépassement ± 1, anodes communes	C
5808		Indicateur de dépassement ± 1, cathodes communes	D

Dimensions

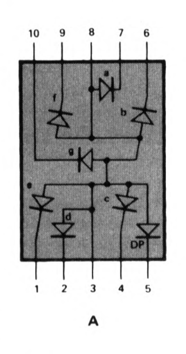


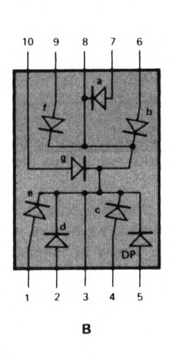
Broche	Fonction			
	A	B	C	D
1	CATHODE e	ANODE e	CATHODE c	ANODE c
2	CATHODE d	ANODE d	ANODE c, d	CATHODE c, d
3	ANODE (3)	CATHODE (4)	CATHODE b	ANODE b
4	CATHODE c	ANODE c	ANODE a, b, PD	CATHODE a, b, PD
5	CATHODE PD	ANODE PD	CATHODE PD	ANODE PD
6	CATHODE b	ANODE b	CATHODE a	ANODE a
7	CATHODE a	ANODE a	ANODE a, b, PD	CATHODE a, b, PD
8	ANODE (3)	CATHODE (4)	ANODE c, d	CATHODE c, d
9	CATHODE f	ANODE f	CATHODE d	ANODE d
10	CATHODE g	ANODE g	(5)	(5)

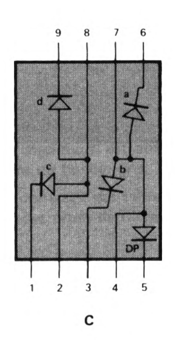
Notes :

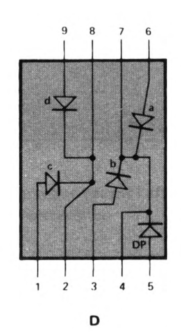
1. Dimensions en mm et (pouce).
2. Dimensions nominales (sans tolérance).
3. Double sortie anode.
4. Double sortie cathode.
5. Pas de broche, voir schémas de câblage interne.
6. Séries HDSP-5700 et -5800 uniquement.

Schémas de câblage interne









Valeurs limites absolues

	Série -5300	Séries -5500, -5700, -5800
Puissance moyenne dissipée par segment ou PD ($T_A = 50^\circ C$)	65 mW	81 mW
Courant direct crête par segment ou PD ($T_A = 50^\circ C$)	150 mA (7) (largeur d'impul. = 1,25 ms)	60 mA (8) (largeur d'impul. = 2 ms)
Courant direct continu par segment (9) ou PD ($T_A = 50^\circ C$)	25 mA	20 mA
Température de fonctionnement	– 40°C à + 85°C	– 40°C à + 85°C
Température de stockage	– 40°C à + 85°C	– 40°C à + 85°C
Tension inverse par segment ou PD	6 V	6 V
Température de soudage (à 1,6 mm du plan de base)	260°C pendant 3 s max.	260°C pendant 3 s max.

Notes :

7. Se reporter à la figure 1 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
8. Se reporter à la figure 6 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
9. Au-dessus de $T_A = 50^\circ C$, réduire le courant continu max. de :
   0,43 mA/°C/segment pour la série -5300 (figure 2)
   0,40 mA/°C/segment pour les séries -5500, -5700, -5800 (figure 7)

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

ROUGES SERIE HDSP-5300

Paramètres	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (10) (moyenne par chiffre)	I_V	I_F = 20 mA CC	400	900		µcd
		100 mA crête : facteur de forme 1/5		925		
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (11)	λ_d			640		nm
Tension directe par segment ou PD	V_F	I_F = 20 mA		1,6	2,0	V
Tension inverse par segment ou PD	I_R	V_R = 3 V			100	µA
Résistance thermique jonction-broche d'une DEL	$R\theta_{J\text{-}BROCHE}$			345		°C/W/ Seg.

ROUGES HAUT RENDEMENT SERIE HDSP-5500

Paramètres	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (10) (moyenne par chiffre)	I_V	10 mA CC	600	2000		µcd
		60 mA crête : facteur de forme 1/6		2700		
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			635		nm
Longueur d'onde dominante (11)	λ_d			626		nm
Tension directe par segment ou PD	V_F	I_F = 20 mA		2,1	2,5	V
Tension inverse par segment ou PD	I_R	V_R = 3 V			100	µA
Résistance thermique jonction-broche d'une DEL	$R\theta_{J\text{-}BROCHE}$			345		°C/W/ Seg.

JAUNES SERIE HDSP-5700

Paramètres	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (10) (moyenne par chiffre)	I_V	10 mA CC	600	1500		µcd
		60 mA crête : facteur de forme 1/6		2180		
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			583		nm
Longueur d'onde dominante (11)	λ_d		581,5	586	592,5	nm
Tension directe par segment ou PD	V_F	I_F = 20 mA		2,2	2,5	V
Tension inverse par segment ou PD	I_R	V_R = 3 V			100	µA
Résistance thermique jonction-broche d'une DEL	$R\theta_{J\text{-}BROCHE}$			345		°C/W/ Seg.

VERTS SERIE HDSP-5800

Paramètres	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (10) (moyenne par chiffre)	I_V	20 mA CC	400	600		µcd
		60 mA crête : facteur de forme 1/3		900		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			565		nm
Longueur d'onde dominante (11)	λ_d			572		nm
Tension directe par segment ou PD	V_F	$I_F = 20$ mA		2,2	2,5	V
Tension inverse par segment ou PD	I_R	$V_R = 3$ V			100	µA
Résistance thermique jonction-broche d'une DEL	$R\theta_{J\text{-}BROCHE}$			345		°C/W/Seg.

Notes :

10. Les afficheurs sont repérés par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre sur le côté du boîtier. L'intensité lumineuse minimale et le repérage sont déterminés en calculant la moyenne arithmétique des intensités de chaque segment, point décimal non compris
11. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE

Conditions d'exploitation

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Ces afficheurs sont constitués par huit DEL dont le faisceau lumineux, après traitement, apparaît sous la forme d'un segment ou d'un point. La jonction P-N des afficheurs série -5300 est diffusée dans une couche épitaxiale de GaAsP sur substrat GaAs, remplacé par un substrat GaP dans les séries -5500 et -5700. La jonction utilisée dans la série -5800 est diffusée dans une couche épitaxiale au GaP sur substrat GaP.

Le multiplexage est leur mode de fonctionnement. Les valeurs des tensions directes typiques, extraites des courbes des figures 4 ou 7 permettent de calculer la valeur de la résistance de limitation et la puissance dissipée. V_F MAX demandée, nécessaire au calcul du circuit de pilotage et de la dissipation maximale, se calcule à l'aide des expressions suivantes :

Série HDSP-5300

V_F MAX = 1,55 V + I_{PEAK} (7 Ω) si $I_{PEAK} \geqslant 5$ mA

Série HDSP-5500, -5700 et -5800

V_F MAX = 1,75 V + I_{PEAK} (38 Ω) si $I_{PEAK} \geqslant 20$ mA

et V_F MAX = 1,6 V + I_{DC} (45 Ω) si 5 mA $\leqslant I_{DC} \leqslant$ 20 mA

AMELIORATION DU CONTRASTE

Le renforcement du contraste a pour objectif d'améliorer la visibilité de l'afficheur sous de forts éclairages ambiants. Pour cela, il est fait appel à la fois aux techniques de contraste de luminance et de chrominance pour faire ressortir au maximum les segments illuminés sur leur arrière plan et au contraire les fondre au maximum s'ils sont éteints. Ce maximum est obtenu avec des segments incolores noyés dans un boîtier gris.

Le contraste peut être amélioré en plaçant devant l'afficheur un des types de filtres suivants ou équivalents.

Marque	HDSP-5300	HDSP-5500	HDSP-5700	HDSP-5800
Panelgraphic	RUBY RED 60	SCARLET RED 65 ou GRAY 10	YELLOW 27 ou GRAY 10	GREEN 48
SGL Homalite	H100-1605 RED	H100-1670 RED ou H100-1266 GRAY	H100-1720 AMBER ou H100-1266 GRAY	H100-1440 GREEN
3M (filtres à volets)	R6610 RED ou N0210 GRAY	R6310 RED ou N0210 GRAY	A5910 AMBER ou N0210 GRAY	G5610 GREEN ou N0210 GRAY

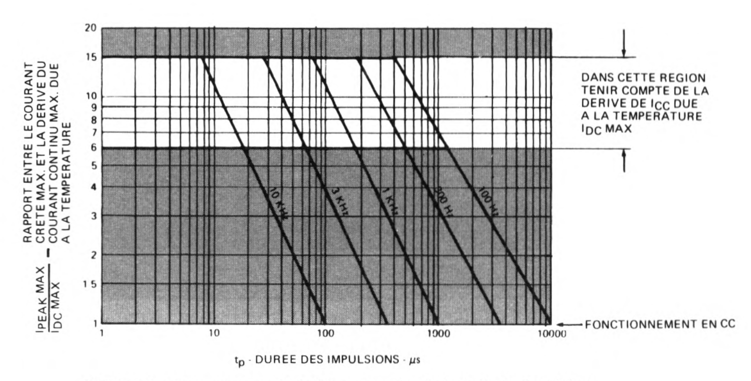


FIGURE 1 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

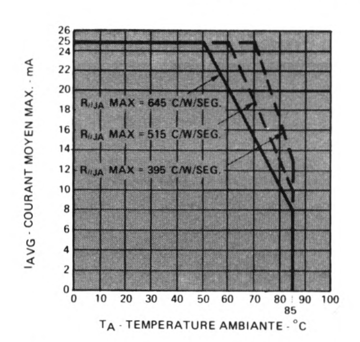


FIGURE 2 — Courant direct max. admissible par segment en fonction de la température ambiante. Dérive fondée sur les valeurs max. admissibles de la résistance thermique jonction DEL-ambiance pour un segment. T_J MAX = 100°C

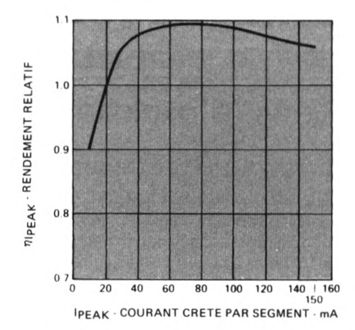


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

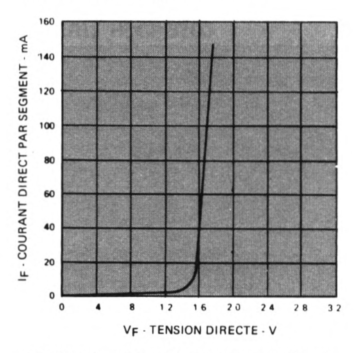


FIGURE 4 — Caractéristiques courant direct/ tension directe

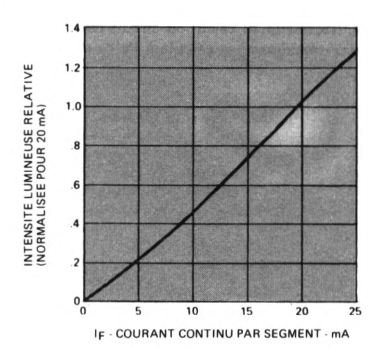


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

SERIES HDSP-5500, -5700, -5800

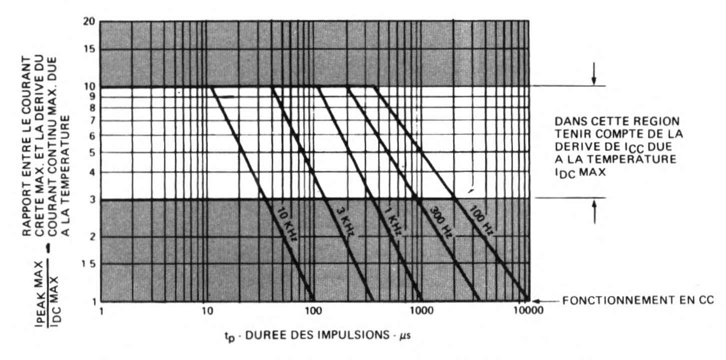


FIGURE 6 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

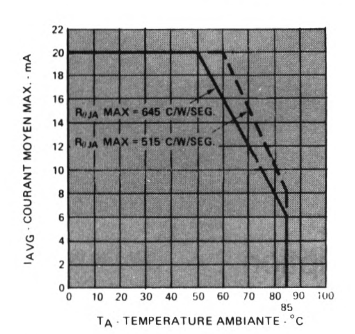


FIGURE 7 — Courant direct max. admissible par segment en fonction de la température ambiante. Dérive fondée sur les valeurs max. admissibles de la résistance thermique jonction DEL-ambiance pour un segment. T_J MAX = 100°C

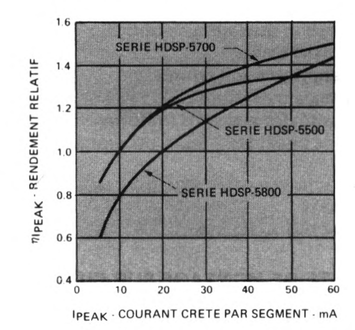


FIGURE 8 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

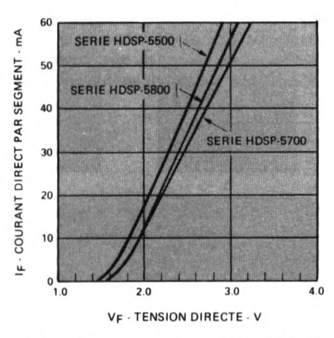


FIGURE 9 — Caractéristiques courant direct/ tension directe

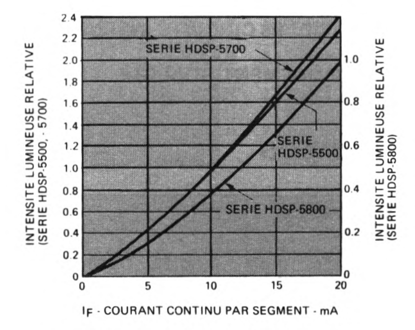


FIGURE 10 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant CC direct

POUR PLUS AMPLES RENSEIGNEMENTS, CONSULTER L'AN 1005



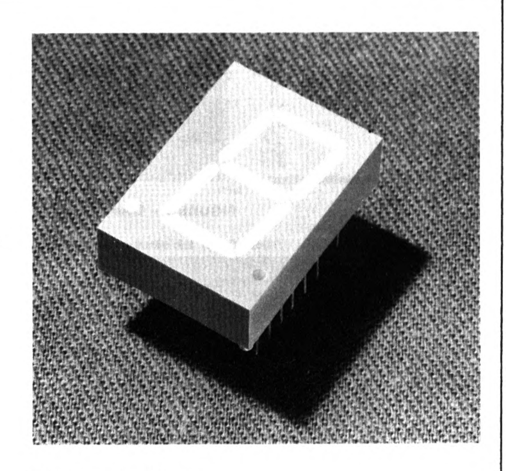
AFFICHEURS ROUGES 7 SEGMENTS 20 mm

SERIE HDSP-3400

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- HAUTEUR DES CARACTERES 20 mm
  Visibles à plus de 10 m
- EXCELLENTE LISIBILITE
  Excellente visibilité sous forte lumière ambiante
  Amélioration du contraste due :
  — au boîtier gris
  — aux segments non teintés
  Grand angle de visibilité
  Luminosité des segments uniforme
  Segments biseautés à leurs extrémités
- FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE COURANT
  Segment à puce GaAsP
- FACILITE DE MONTAGE SUR CIRCUITS IMPRIMES OU SUPPORT DE C.I.
  Ecartement des broches au standard
  15,24 x 2,54 mm
- CLASSEMENT PAR CATEGORIE LUMINEUSE
  Permet d'avoir un affichage à plusieurs chiffres de luminosité uniforme
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- MECANIQUEMENT ROBUSTE



Description

Les afficheurs sept segments de la série HDSP-3400 sont des dispositifs à DEL au GaAsP dont les caractères ont une hauteur de 20 mm. Ils ont été conçus pour être lisibles à 10 m sous fort éclairage ambiant.

Leur brochage standard DUAL IN LINE 15,24 x 2,54 mm permet de les souder directement sur circuits imprimés ou de les monter sur support de circuits intégrés. Leur tension directe étant faible, ils sont particulièrement compatibles avec les circuits intégrés et peuvent être utilisés dans les appareils de mesure, les caisses enregistreuses, les appareils de télévision, les bascules et pendules numériques.

Références

Référence HDSP	Description	Boîtier et schéma
-3400	Anode commune - point décimal à gauche	A
-3401	Anode commune - point décimal à droite	B
-3403	Cathode commune - point décimal à droite	C
-3405	Cathode commune - point décimal à gauche	D
-3406	Branchement universel* - dépassement ± 1 point décimal à droite	E

Note :
* Branchement universel : les anodes et cathodes de chaque DEL sont indépendantes et raccordées individuellement à une borne de sortie (voir schéma E)

Dimensions

POINT DECIMAL A GAUCHE

AXE DU CARACTERE

AXE DU BOITIER

NOTE 4

VUE DE DESSUS A, D

POINT DECIMAL A DROITE

VUE DE DESSUS B, C

VUE DE DESSUS E

CATEGORIE LUMINEUSE

BROCHES 2 ET 17

DATE DE FABRICATION

VUE DE FACE

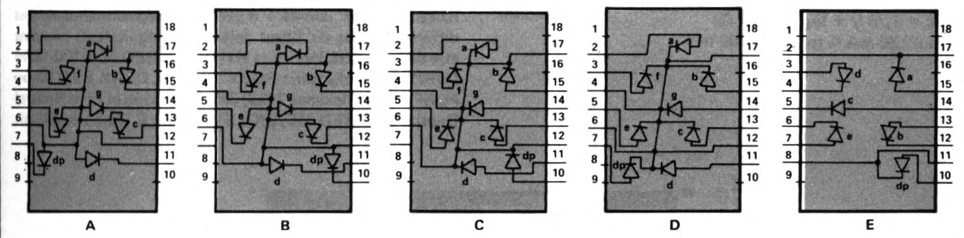
VUE DE PROFIL

BROCHE	FONCTION A -3400	FONCTION B -3401	FONCTION C -3403	FONCTION D -3405	FONCTION E -3406
1					
2	CATHODE-a	CATHODE-a	ANODE-a	ANODE-a	CATHODE-a
3	CATHODE-f	CATHODE-f	ANODE-f	ANODE-f	ANODE-d
4	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	CATHODE[6]	CATHODE-d
5	CATHODE-e	CATHODE-e	ANODE-e	ANODE-e	CATHODE-c
6	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	CATHODE[6]	CATHODE-e
7	CATHODE-dp	NON CON.	NON CON.	ANODE-dp	ANODE-e
8					CATHODE-dp
9					
10		CATHODE-dp	ANODE-dp		ANODE-dp
11	CATHODE-d	CATHODE-d	ANODE-d	ANODE-d	CATHODE-dp
12	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	CATHODE[6]	CATHODE-b
13	CATHODE-c	CATHODE-c	ANODE-c	ANODE-c	ANODE-b
14	CATHODE-g	CATHODE-g	ANODE-g	ANODE-g	ANODE-c
15	CATHODE-b	CATHODE-b	ANODE-b	ANODE-b	ANODE-a
16					
17	ANODE[3]	ANODE[3]	CATHODE[6]	CATHODE[6]	CATHODE-a
18					

Notes :

1. Dimensions en mm (pouces)
2. Dimensions nominales (sans tolérance)
3. Double sortie anode
4. Point décimal non utilisé
5. Voir schéma de câblage interne
6. Double sortie cathode

Schémas de câblage interne



Valeurs limites absolues

Puissance dissipée en courant continu par segment (1) ($T_A = 50°$ C) . . . . . 100 mW
Température d'utilisation . . . . . – 40° C à + 85° C
Température de stockage . . . . . – 40° C à + 85° C
Courant direct crête par segment (2) ($T_A = 50°$ C, impulsions de 1,2 ms) . . . . . 200 mA
Courant direct moyen par segment (1) ($T_A = 50°$ C) . . . . . 50 mA
Tension inverse par segment . . . . . 6 V
Température de soudage (à une distance de 1,6 mm min. du plan de base du boîtier) . . . . . 260° C pendant 3 s

Notes :

1. Réduire le courant de 1 mA/°C par segment à partir de 50° C (voir figure 2)
2. Se reporter aux courbes de la figure 1 (courant crête/durée des impulsions)

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment (moyenne par chiffre (1))	I_V	$I_F = 20$ mA	500	900		μcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (2)	λ_d			640		nm
Tension directe par segment	V_F	$I_F = 20$ mA		1,6	2,0	V
Courant inverse par segment	I_R	$V_R = 5$ V		10		μA
Temps de réponse (3)	t_r, t_f			10		ns
Variation du courant direct en fonction de la température	$\Delta V_F/°C$	$I_F = 20$ mA		– 1,5		mV/° C
Résistance thermique jonction DEL-broche	$R\theta_{J-B}$			375		°C/W/seg

Notes :

1. Les afficheurs sont classés par intensité lumineuse à l'aide d'une lettre repère sur le côté droit du boîtier
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. Temps nécessaire pour passer de 10% à 90% (ou l'inverse) de l'intensité lumineuse sous l'effet d'une variation de courant.

Conditions d'utilisation

CALCUL DES PARAMETRES ELECTRIQUES

Les afficheurs de la série HDSP-3400 sont constitués par huit DEL, dont l'image lumineuse est optiquement dilatée pour former des segments ou des points. La jonction P-N des DEL est diffusée dans une couche GaAsP épitaxiée sur substrat GaAs.

Ces afficheurs sont conçus pour fonctionner en multiplexage à fort courant crête. La valeur des tensions directes typiques indiquée figure 4 doit être utilisée pour calculer la valeur des résistances série et la puissance dissipée typique. Pour le calcul des circuits de commande, la tension directe voulue V_F peut être calculée avec la formule suivante :

$V_F = 1{,}78\ V + I_{PEAK}\ (3{,}7\ \Omega)$
pour : $30\ mA \leqslant I_{PEAK} \leqslant 200\ mA$

AMELIORATION DU CONTRASTE

L'afficheur émet dans le rouge. Le rayonnement lumineux de chaque segment est distribué selon le diagramme de Lambert.

Un fort contraste est nécessaire pour pouvoir bien distinguer les différents chiffres de l'afficheur. Pour cela, on a réalisé un boîtier dont la couleur se confond le plus possible à celle du segment éteint et qui s'en détache parfaitement lorsque celui-ci est allumé, c'est pourquoi le boîtier est gris et les segments non teintés.

Le contraste peut être encore augmenté en utilisant des filtres réduisant la luminance, par rapport au fond, à un niveau très bas comparé à celui d'un segment allumé. Les différents types de filtres suivants ou équivalents peuvent être utilisés : SGL Homalite H100-1605 RED ou H100-1804 PURPLE; Panelgraphic RUBY RED 60, DARK RED 63 ou PURPLE 90; Plexiglas 2423; 3M Light Control Film Neutral Density 80%, RED 655, VIOLET, PURPLE (filtres à volets).

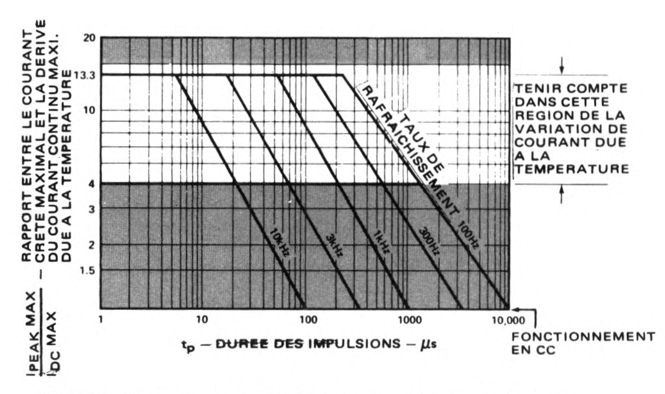


FIGURE 1 – Courant maximal admissible en fonction de la durée des impulsions

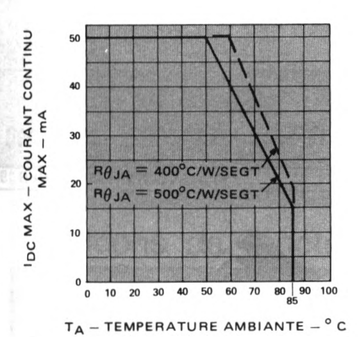


FIGURE 2 – Courant continu maximal admissible par segment en fonction de la température

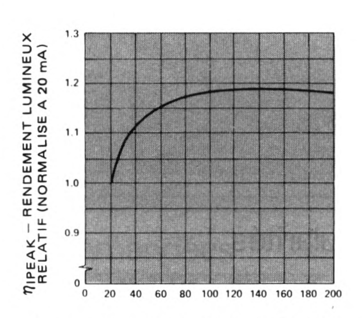


FIGURE 3 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

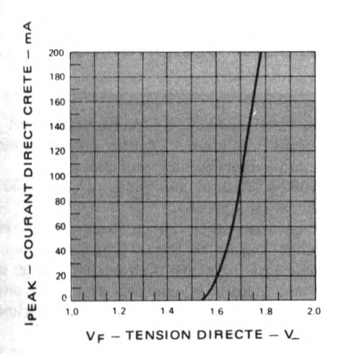


FIGURE 4 – Courant direct crête par segment en fonction de la tension directe crête

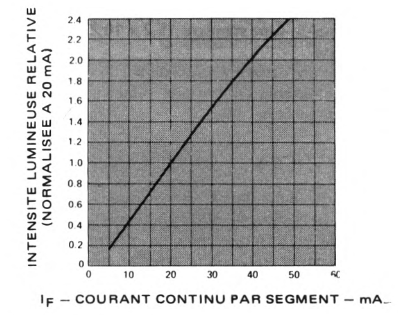


FIGURE 5 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant continu direct

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005



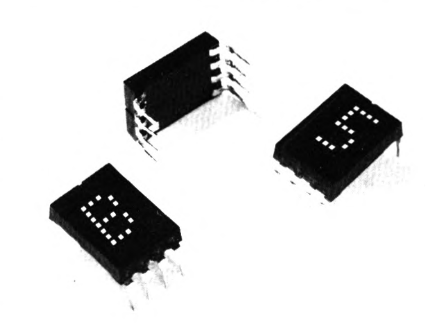
AFFICHEURS NUMÉRIQUES ET HEXADÉCIMAUX

SERIE 5082-7300, -7302, -7304, -7340

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **Afficheurs numériques 5082-7300/-7302**
  - **0 à 9, vérification, signe moins, effacement**
  - **point décimal**
    - **7300 à droite**
    - **7302 à gauche**
- **Afficheurs hexadécimaux 5082-7340**
  - **0 à 9, A à F, base 16**
  - **commande d'effacement sans perte de la mémoire**
  - **pas de point décimal**
- **Compatible DTL, TTL**
- **Décodeur/Amplificateur de Commande avec Mémoire**
  - **logique positive 8421**
- **Matrice de points 4 x 7 modifiée**
  - **caractères bien dessinés, très lisibles**
- **Boîtier Dual-In-Line standard 15,2 x 10,2 mm avec filtre de contraste**
- **Classement par catégorie lumineuse**
  - **permet d'obtenir l'uniformité lumineuse de plusieurs afficheurs accolés.**



Description

Les afficheurs numériques et hexadécimaux à semi-conducteurs de la série HP 5082-7300 avec décodeur/ampli de commande et mémoire intégrée offrent une méthode efficace et économique pour afficher des informations numériques.

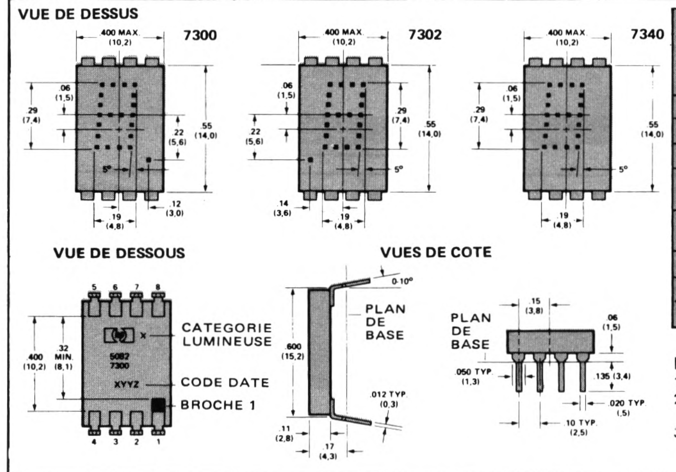
L'afficheur 5082-7300 décode des entrées logiques positives DCB 8421 pour fournir les caractères 0 à 9, un signe —, un signal de contrôle et quatre signaux d'effacement dans les états binaires d'effacement. Le point décimal est à droite. Applications typiques : caisses enregistreuses, instrumentation, ordinateurs et microprocesseurs.

Les afficheurs 5082-7302 sont identiques aux 5082-7300, mais le point décimal est à gauche.

L'afficheur hexadécimal 5082-7340 décode des entrées positives 8421 pour fournir 16 états 0-9 et A-F. Le point décimal est remplacé par un signal d'effacement (toutes les DEL éteintes) sans perdre le contenu de la mémoire. Applications typiques : terminaux et tous les systèmes utilisant l'affichage en base 16.

L'afficheur 5082-7304 est un caractère de dépassement (± 1) avec point décimal. Application typique : instrumentation.

Dimensions



Broche	Fonction	
	5082-7300 et -7302 numérique	5082-7340 hexadécimal
1	Entrée 2	Entrée 2
2	Entrée 4	Entrée 4
3	Entrée 8	Entrée 8
4	Point décimal	Commande d'effacement
5	Validation stockage	Validation stockage
6	Masse	Masse
7	V_{CC}	V_{CC}
8	Entrée 1	Entrée 1

Notes :

1. Dimensions en inches et (mm).
2. Sauf mention contraire, toutes tolérances ± 0.015" (± 0,38 mm).
3. Axe vertical du chiffre décentré de ± 0.02" (± 0,51 mm).

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symbole	Min.	Max.	Unité
Température ambiante de sotckage	T_S	– 40	+ 100	° C
Température de fonctionnement du boîtier (1, 2)	T_C	– 20	+ 85	° C
Tension d'alimentation (3)	V_{CC}	– 0,5	+ 7,0	V
Tension appliquée aux broches entrée logique, point décimal et validation	V_I, V_{DP}, V_E	– 0,5	+ 7,0	V
Tension appliquée à l'entrée validation (7)	V_B	– 0,5	V_{CC}	V
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base, t ⩽ 5 s			230	° C

Conditions de fonctionnement recommandées

Description	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension alimentation	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Température de fonctionnement, boîtier	T_C	– 20		+ 85	° C
Largeur de l'impulsion de validation	t_w	120			ns
Temps de maintien des données avant une transition positive de la ligne de validation	t_{SETUP}	50			ns
Temps de maintien des données après une transition positive de la ligne de validation	t_{HOLD}	50			ns
Temps de montée de l'impulsion de validation	T_{TLH}			200	ns

Caractéristiques électriques et optiques

(T_C = – 20° C à + 85° C, sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ. (4)	Max.	Unité
Courant alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5 V (chiffre 5 et décimal éclairés)		112	170	mA
Puissance dissipée	P_T			560	935	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) (5, 6)	I_V	V_{CC} = 5 V, T_C = 25° C	32	70		µcd
Tension d'entrée logique niveau bas	V_{IL}	V_{CC} = 4,5 V			0,8	V
Tension d'entrée logique niveau haut	V_{IH}		2			V
Tension d'entrée validation niveau bas - données introduites	V_{EL}				0,8	V
Tension d'entrée validation niveau haut - données non introduites	V_{EH}		2			V
Tension d'effacement niveau bas - afficheur éclairé (7)	V_{BL}				0,8	V
Tension d'effacement niveau haut - afficheur éteint (7)	V_{BH}		3,5			V
Courant d'effacement niveau bas (7)	I_{BL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BL} = 0,8 V			20	µA
Courant d'effacement niveau haut (7)	I_{BH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BH} = 4,5 V			2	mA
Courant d'entrée logique niveau bas	I_{IL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Courant d'entrée logique niveau haut	I_{IH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IH} = 2,4 V			+ 250	µA
Courant d'entrée validation niveau bas	I_{EL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Courant d'entrée validation niveau haut	I_{EH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EH} = 2,4 V			+ 250	µA
Longueur d'onde crête		T_C = 25° C		655		nm
Longueur d'onde dominante (8)		T_C = 25° C		640		nm
Poids				0,8		g

Notes :

1. Résistance thermique nominale d'un afficheur monté sur support soudé sur circuit imprimé : Θ_{JA} = 50° C/W, Θ_{JC} = 15° C/W
2. Θ_{CA} d'un afficheur monté ne doit pas dépasser 35° C/W pour pouvoir fonctionner jusqu'à 85° C
3. Tension mesurée par rapport à la borne masse 6
4. Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5,0 V et T_C = 25° C
5. Ces afficheurs sont classés par catégorie lumineuse repérée par une lettre située à proximité du sigle HP
6. L'intensité lumineuse a une température du boîtier spécifique I_V (T_C), peut être calculée en utilisant la formule :

$$I_V(T_C) = I_V(25° C)\, e^{[-0,0188/°C\,(T_C - 25° C)]}$$

7. Ne concerne que le -7340
8. La longueur d'onde dominante λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE, définit seule la couleur

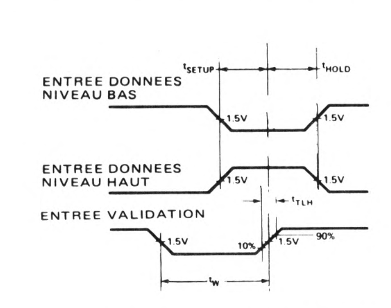


FIGURE 1 — Diagramme des temps logiques 5082-7300

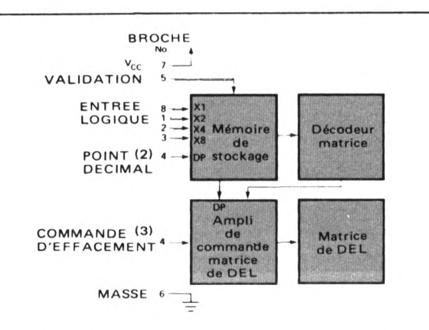


FIGURE 2 — Bloc diagramme logique des 5082-7300

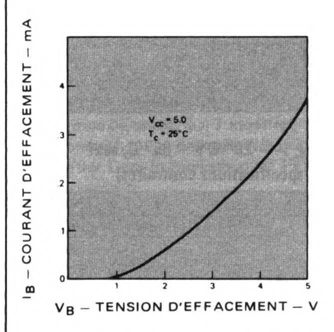


FIGURE 3 — Courant de commande d'effacement typique en fonction de la tension (5082-7340 uniquement)

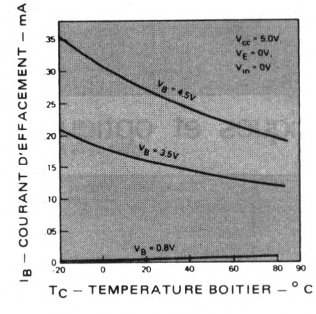


FIGURE 4 — Courant de commande d'effacement typique en fonction de la température (5082-7340 uniquement)

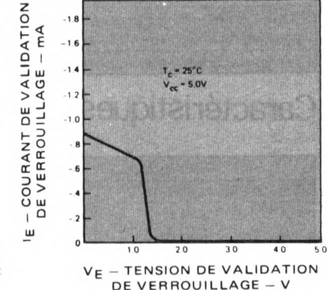


FIGURE 5 — Courant de validation de verrouillage typique en fonction de la tension (série 5082-7300)

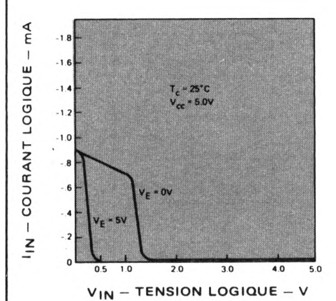


FIGURE 6 — Courant logique et point décimal typique en fonction de la tension (série 5082-7300)

TABLE DE VERITE

Données BCD (1)				5082-7300/ -7302	5082-7340
X_8	X_4	X_2	X_1		
L	L	L	L	0	0
L	L	L	H	1	1
L	L	H	L	2	2
L	L	H	H	3	3
L	H	L	L	4	4
L	H	L	H	5	5
L	H	H	L	6	6
L	H	H	H	7	7
H	L	L	L	8	8
H	L	L	H	9	9
H	L	H	L	[illegible]	A
H	L	H	H		B
H	H	L	L		C
H	H	L	H	-	D
H	H	H	L		E
H	H	H	H		F
Point décimal (2)				Eclairé	V_{DP} = L
				Non éclairé	V_{DP} = H
Validation (1)				Pas de verrouillage	V_E = L
				Verrouillage	V_E = H
Effacement (3)				Afficheur éclairé	V_B = L
				Afficheur éteint	V_B = H

Notes :

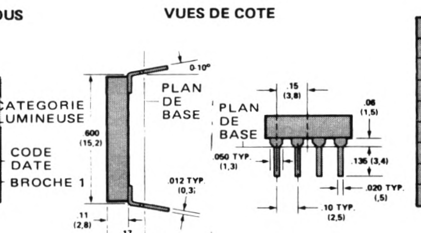
1. H = Niveau haut; L = Niveau bas. Avec le signal de validation à l'état haut, un changement de niveau logique DCB à l'entrée est sans action sur la mémoire d'affichage et sur le caractère affiché
2. 5082-7300 et -7302 uniquement
3. 5082-7340 uniquement

Caractère de dépassement (sans électronique intégrée)

Pour les applications nécessitant l'affichage des signes plus ou moins, du chiffre 1 et du point décimal, on peut utiliser l'afficheur 5082-7304. Il a les mêmes dimensions que les afficheurs de la série 5082-7300 avec lesquels il est compatible.

Dimensions





Broche	Fonction
1	Plus
2	Chiffre 1
3	Chiffre 1
4	Point décimal
5	Ouvert
6	Ouvert
7	V_{CC}
8	Plus/Moins

Notes : 1. Dimensions en pouces et (mm)
2. Sauf mention contraire, toutes les dimensions ont une tolérance de ± 0,015 pouces (± 0,38 mm)

5082-7304

TABLE DE VERITE DU 5082-7304

Signe	Broche 1	Broche 2,3	Broche 4	Broche 8
+	1	d	d	1
–	0	d	d	1
1	d	1	d	d
Point décimal	d	d	1	d
Effacement	0	0	0	0

Notes : 0 : transistor de commutation de ligne bloqué (fig.7).
1 : transistor de commutation de ligne saturé (fig.7).
d : état transistor indifférent.

LIMITES ABSOLUES DE FONCTIONNEMENT

Description	Symbole	Min.	Max.	Unité
Temp. stock. ambiante	T_S	– 40	+ 100	°C
Temp. fonct. boîtier	T_C	– 20	+ 85	°C
Courant direct par DEL	I_F		10	mA
Tension inverse par DEL	V_R		4	V

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT RECOMMANDEES

Description	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension d'alimentation DEL	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Courant direct par DEL	I_F		5,0	10	mA

Notes : Le courant de DEL doit être limité extérieurement. Se reporter à la figure 7 pour les valeurs de résistance recommandées.

CIRCUIT DE COMMANDE TYPIQUE POUR AFFICHEUR 5082-7304

=7 V_{cc}
CHIFFRE 1
MOINS/PLUS
PLUS
p.d.
=3 =2 =4 =8 =1
560Ω 100Ω 560Ω 150Ω 150Ω

FIGURE 7

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES/OPTIQUES (T_C = – 20° C à + 85° C, sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension directe par DEL	V_F	I_F = 10 mA		1,6	2,0	V
Puissance dissipée	P_T	I_F = 10 mA toutes diodes éclairées		250	320	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre)	I_ν	I_F = 6 mA T_C = 25° C	32	70		μcd
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}	T_C = 25° C		655		nm
Demi-largeur de spectre	$\Delta\lambda 1/2$	T_C = 25° C		640		nm
Poids				0,8		g



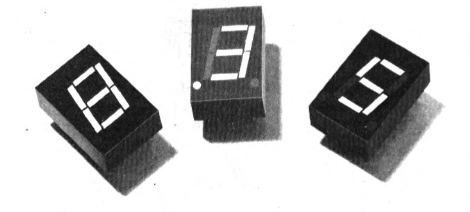
AFFICHEURS NUMÉRIQUES ET HEXADÉCIMAUX POUR APPLICATIONS INDUSTRIELLES

5082-7356, -7357, -7358, -7359

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **BOITIER VERRE/CERAMIQUE**
- **FIABILITE ACCRUE**
- **AFFICHEURS NUMERIQUES 5082-7356/-7357**
  0-9, signal de contrôle, signe —,
  signal d'effacement, point décimal
  -7356 point décimal à droite
  -7357 point décimal à gauche
- **AFFICHEUR HEXADECIMAL 5082-7359**
  0-9, A-F, fonctionnement en base 16
  Commande d'effacement, mémoire conservée
  Sans point décimal
- **COMPATIBLES TTL**
- **DECODEUR AMPLIFICATEUR ET MEMOIRE A 5 BITS INTEGREES**
  Entrée logique positive 8421 et point décimal
- **MATRICE 4x7 POINTS**
  Caractères bien dessinés, très lisibles
- **BOITIERS STANDARD DIL**
  15,2x10,2 mm
- **CLASSES PAR CATEGORIE LUMINEUSE**
  Uniformité lumineuse de plusieurs afficheurs alignés





Description

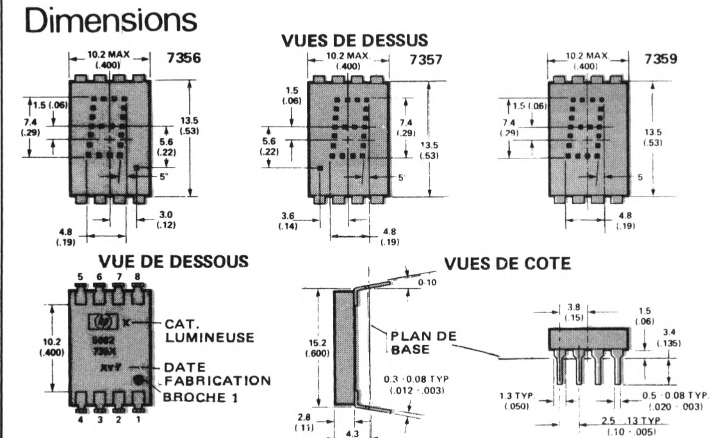
Les afficheurs numériques et hexadécimaux de la série HP 5082-7350 possèdent un décodeur/amplificateur et une mémoire intégrée. Ces afficheurs de 7,4 mm sont destinés aux applications industrielles dans un environnement difficile.

L'afficheur numérique 5082-7356 décode les entrées positives DCB 8421 pour fournir les chiffres 0 à 9, un signe —, un signal de contrôle et quatre signaux d'effacement dans les états binaires d'invalidation. Le point décimal est à droite. Applications typiques : systèmes de contrôle, instrumentation, télécommunications, matériels embarqués.

L'afficheur 5082-7357 est identique au 5082-7356 mais le point décimal est à gauche.

L'afficheur hexadécimal 5082-7359 décode les entrées positives 8421 pour fournir 16 états 0 à 9 et A à F. Le point décimal est remplacé par un signal d'effacement (toutes DEL éteintes) sans perdre le contenu de la mémoire. Applications typiques : terminaux et systèmes utilisant l'affichage en base 16.
L'afficheur 5082-7358 est un caractère de dépassement avec point décimal (± 1).

Dimensions



Broches	Fonction	
	5082-7356 et -7357 Numériques	5082-7359 Hexadécimal
1	Entrée 2	Entrée 2
2	Entrée 4	Entrée 4
3	Entrée 8	Entrée 8
4	Point décimal	Commande effacement
5	Validation stockage	Validation stockage
6	Masse	Masse
7	V_{CC}	V_{CC}
8	Entrée 1	Entrée 1

Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mentions contraires, toutes tolérances : ±0,38 mm (± 0,15")
3. Axe vertical des chiffres décentré de ± 0,25 mm (±0,01")

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symbole	Min.	Max.	Unité
Température de stockage ambiante	T_S	– 65	+ 125	° C
Température ambiante en fonctionnement (1, 2)	T_A	– 55	+ 100	° C
Tension d'alimentation (3)	V_{CC}	– 0,5	+ 7,0	V
Tension appliquée aux broches logiques, point décimal et validation	V_I, V_{DP}, V_E	– 0,5	+ 7,0	V
Tension de commande d'effacement (7)	V_B	– 0,5	V_{CC}	V
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base			260	° C

Conditions de fonctionnement recommandées

Description	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Température de fonctionnement	T_A	– 20		+ 70	° C
Largeur de l'impulsion de validation	t_W	100			ns
Temps de maintien minimal de la donnée avant une transition positive sur la ligne de validation	t_{SETUP}	50			ns
Temps de maintien minimal de la donnée après une transition positive sur la ligne de validation	t_{HOLD}	50			ns
Temps de montée de l'impulsion de validation	t_{TLH}			200	ns

Caractéristiques électriques et optiques

(T_A = – 20°C à + 70°C, sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ. (4)	Max.	Unité
Courant d'alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,5 V (chiffre 5 et point décimal éclairés		112	170	mA
Puissance dissipée	P_T			560	935	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par caractère) (5, 6)	I_V	V_{CC} = 5,0 V, T_A = 25° C	40	85		µcd
Tension logique d'entrée niveau bas	V_{IL}	V_{CC} = 4,5 V			0,8	V
Tension logique d'entrée niveau haut	V_{IH}		2,0			V
Tension de validation état bas - Données introduites	V_{EL}				0,8	V
Tension de validation état haut - Données non introduites	V_{EH}		2,0			V
Tension d'effacement état bas - Affichage apparent (7)	V_{BL}				0,8	V
Tension d'effacement état haut - Affichage effacé (7)	V_{BH}		3,5			V
Entrée courant d'effacement niveau bas (7)	I_{BL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BL} = 0,8 V			50	µA
Entrée courant d'effacement niveau haut (7)	I_{BH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BH} = 4,5 V			1,0	mA
Entrée courant logique niveau bas	I_{IL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Entrée courant logique niveau haut	I_{IH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IH} = 2,4 V			+ 100	µA
Entrée courant validation niveau bas	I_{EL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Entrée courant validation niveau haut	I_{EH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EH} = 2,4 V			+ 130	µA
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}	T_A = 25° C		655		nm
Longueur d'onde dominante (8)	λ_d	T_A = 25° C		640		nm
Poids				1,0		g

Notes :

1. Résistance thermique nominale d'un afficheur monté sur support soudé sur circuit imprimé : Θ_{JA} = 50° C/W, Θ_{JC} = 15° C/W
2. $\Theta_{CA} \leq 35°$ C/W pour un afficheur fonctionnant jusqu'à T_A = + 100° C
3. Valeurs des tensions par rapport à la masse, broche 6
4. Toutes valeurs typiques à V_{CC} = 5,0 V, T_A = 25° C
5. Les afficheurs sont classés par catégories lumineuses repérées par une lettre située sous le boîtier à côté du sigle HP
6. L'intensité lumineuse à une température ambiante déterminée I_V (T_A) peut être calculée à partir de la formule : $I_V (T_A) = I_V (25° C) (0,985)^{[T_A - 25° C]}$
7. Ne concerne que le 5082-7359
8. La longueur d'onde dominante, λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE, représente la seule longueur d'onde définissant la couleur de l'afficheur

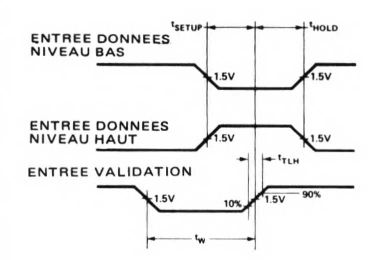


FIGURE 1 — Diagramme des temps logiques 5082-7350

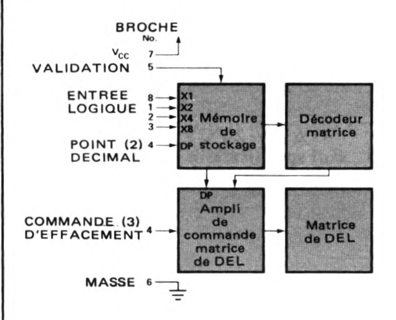


FIGURE 2 — Bloc diagramme logique des 5082-7350

TABLE DE VERITE					
Données BCD (1)				5082-7356/7357	5082-7359
X_8	X_4	X_2	X_1		
L	L	L	L	0	0
L	L	L	H	1	1
L	L	H	L	2	2
L	L	H	H	3	3
L	H	L	L	4	4
L	H	L	H	5	5
L	H	H	L	6	6
L	H	H	H	7	7
H	L	L	L	8	8
H	L	L	H	9	9
H	L	H	L	□	A
H	L	H	H		B
H	H	L	L		C
H	H	L	H	-	D
H	H	H	L		E
H	H	H	H		F
Point décimal (2)				Eclairé	V_{DP} = L
				Non éclairé	V_{DP} = H
Validation (1)				Pas de verrouillage	V_E = L
				Verrouillage	V_E = H
Effacement (3)				Afficheur éclairé	V_B = L
				Afficheur éteint	V_B = H

Notes :

1. H = Niveau haut; L = Niveau bas. Avec le signal de validation à l'état haut, un changement de niveau logique DCB à l'entrée est sans action sur la mémoire d'affichage et sur le caractère affiché
2. 5082-7356 et -7357 uniquement
3. 5082-7359 uniquement

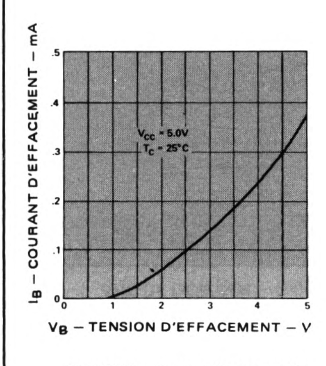


FIGURE 3 — Courant de commande d'effacement typique en fonction de la tension (5082-7359)

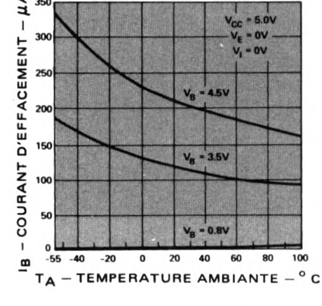


FIGURE 4 — Courant de commande d'effacement typique en fonction de la température ambiante (5082-7359)

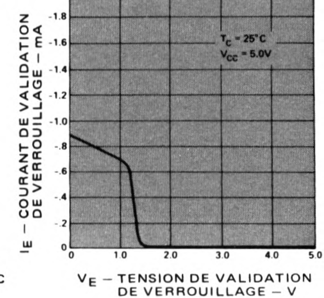


FIGURE 5 — Courant de validation de verrouillage typique en fonction de la tension

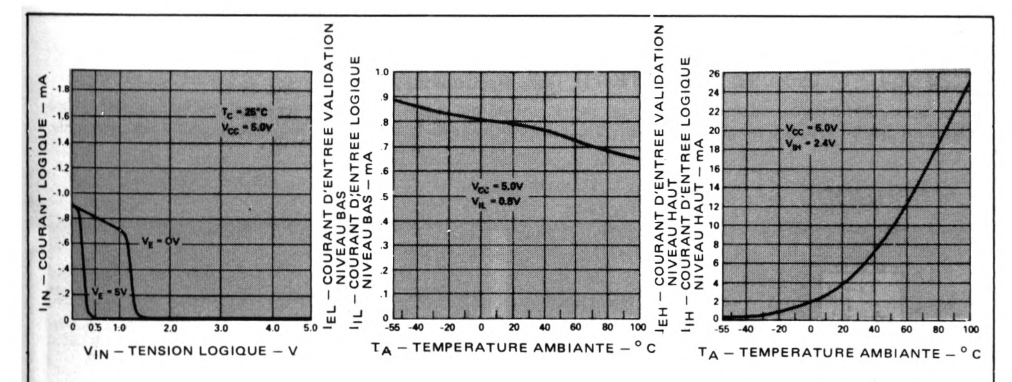


FIGURE 6 – Courant d'entrée typique logique et point décimal en fonction de la tension

FIGURE 7 – Courant d'entrée typique logique et validation niveau bas en fonction de la température ambiante

FIGURE 8 – Courant d'entrée typique logique et validation niveau haut en fonction de la température ambiante

Conditions d'exploitation

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs de la série 5082-7350 visualisent des informations soit décimales soit hexadécimales. Ils sont constitués par une matrice de points modifiée de 4x7 DEL. Les DEL sont excitées par des amplificateurs à courant constant. Les informations codées DCB sont mémorisées pendant que la ligne de validation est à l'état logique bas et les données verrouillées pendant que la ligne est à l'état logique haut. Pour éviter le verrouillage d'informations erronées, le temps de montée de l'impulsion de validation doit être inférieur à 200 ns. En utilisant les largeurs d'impulsion de validation, les temps $t_{set\ up}$ et t_{hold} indiqués dans le tableau donnant les conditions de fonctionnement recommandées, il est possible de rythmer les données sur un réseau d'afficheurs à la fréquence de 6,7 MHz.

Le signal d'effacement à l'entrée des afficheurs 5082-7359, efface les informations hexadécimales sans altérer le contenu de la mémoire. L'affichage est supprimé pour un niveau de tension minimum de 3,5 V : ceci est réalisé par une simple porte TTL à collecteur ouvert et une résistance d'alimentation. Un seul inverseur d'un sextuple opérateur de puissance/inverseur type 7416 et une résistance d'alimentation de 120 Ω suffisent, par exemple, pour commander l'effacement des huit afficheurs. La valeur de la résistance d'alimentation peut être calculée à partir de la formule suivante, dans laquelle N représente le nombre de chiffres.

$$R_{blank} = (V_{CC} - 3{,}5\ V)/[N\ (1{,}0\ mA)]$$

Le signal de commande du point décimal est actif à l'état bas vrai et cette donnée est stockée dans la mémoire de la même façon que les données DCB. La DEL du point décimal est commandée par le circuit intégré à l'afficheur.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Ces afficheurs hermétiques sont conçus et réalisés pour être utilisés dans des conditions d'environnement industriel très dures.

Ils peuvent être montés sur support de circuits intégrés 2,54x15,24 mm ou soudés sur carte. Ils peuvent être alignés avec un entraxe de 2,54 mm entre broches extrêmes d'afficheurs adjacents.

La dissipation de la chaleur se fait par les broches : il est donc nécessaire, pour avoir un fonctionnement sans aléa jusqu'à une température ambiante de 100° C, de maintenir la résistance thermique boîtier-ambiance à une valeur inférieure à 35° C/W, mesure faite au sommet de la borne 3.

Le nettoyage après soudure peut être réalisé à l'eau, au mélange fréon-alcool, formule pour nettoyage à la vapeur (2 mn à température d'ébullition) ou formule pour nettoyage à température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF ou TE, Génésolv DI-15 ou DE-15.

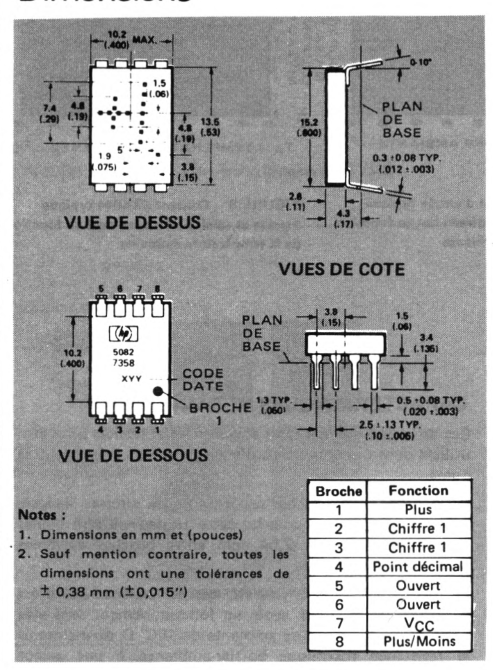
AMELIORATION DU CONTRASTE

Les afficheurs 5082-7350 ont été conçus pour donner le meilleur contraste possible éteint/allumé lorsqu'ils sont disposés derrière des filtres de contraste appropriés. Filtres préconisés : Panelgraphic Ruby Red 60 et Dark Red 63, SGL Homalite H100-1605, 3M Light Control Films, filtre à polarisation circulaire Polaroïd HRCP Red, ou similaires. Pour plus amples renseignements, se reporter à la Note d'Applications 964.

Caractère de dépassement (sans électronique intégrée)

Pour les applications nécessitant l'affichage des signes plus ou moins, du chiffre 1 et du point décimal, on peut utiliser l'afficheur 5082-7358. Il a les mêmes dimensions que les afficheurs de la série 5082-7350 avec lesquels il est compatible.

Dimensions



Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mention contraire, toutes les dimensions ont une tolérances de ± 0,38 mm (±0,015")

Broche	Fonction
1	Plus
2	Chiffre 1
3	Chiffre 1
4	Point décimal
5	Ouvert
6	Ouvert
7	V_{CC}
8	Plus/Moins

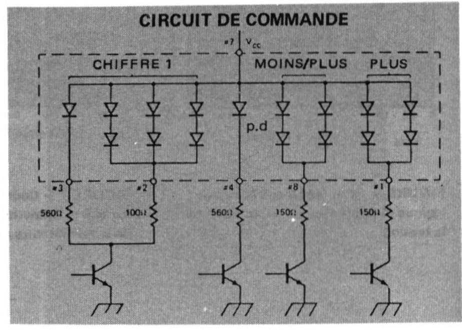


FIGURE 9

Table de vérité

Signe	Broche			
	1	2, 3	4	8
+	H	X	X	H
−	L	X	X	H
1	X	H	X	X
Point décimal	X	X	H	X
Effacement	L	L	L	L

Notes :

L : Transistor de commutation de ligne bloqué (Fig. 9)
H : Transistor de commutation de ligne saturé (Fig. 9)
X : Etat indifférent

Caractéristiques électriques et optiques (T_A = − 20°C à + 70°C, sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension directe par DEL	V_F	I_F = 10 mA		1,6	2,0	V
Puissance dissipée	P_T	I_F = 10 mA Toutes diodes éclairées		280	320	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre)	I_ν	I_F = 6 mA T_C = 25° C	40	85		μcd
Longueur d'onde crête	λ_{peak}	T_C = 25° C		655		nm
Longueur d'onde dominante	λ_d	T_C = 25° C		640		nm
Poids				1,0		g

Conditions de fonctionnement recommandées

Description	Symb.	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension alim. DEL	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Courant direct DEL	I_F		5,0	10	mA

Note :
Le courant de DEL doit être limité extérieurement. Se reporter à la figure 9 pour les valeurs de résistance recommandées

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symb.	Min.	Max.	Unité
Temp. stockage ambiante	T_S	− 65	+ 125	° C
Temp. fonction. boîtier	T_A	− 55	+ 100	° C
Courant direct par DEL	I_F		10	mA
Tension inverse par DEL	V_R		4	V



AFFICHEURS NUMÉRIQUES ET HEXADÉCIMAUX A TRÈS HAUTE FIABILITÉ

4N51 (5082-7391) **4N52** (5082-7392) **4N53** (5082-7393) **4N54** (5082-7395)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

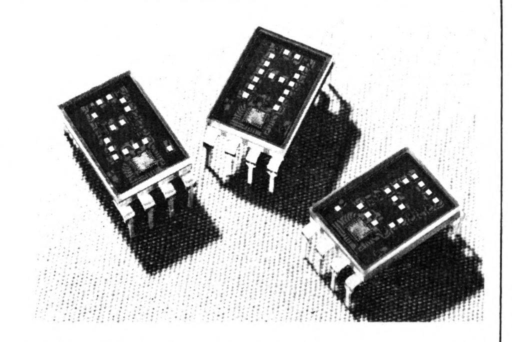
Particularités

- PERFORMANCES GARANTIES SUR TOUTE LA GAMME DE TEMPERATURE
- HERMETICITE GARANTIE
- AFFICHEURS EN NIVEAU TXV DISPONIBLES
- SORTIES DOREES
- STABILISES A HAUTE TEMPERATURE
- NUMERIQUES
  4N51 : point décimal à droite
  4N52 : point décimal à gauche
- HEXADECIMAL
  4N54
- COMPATIBLES TTL
- DECODEUR/AMPLIFICATEUR AVEC MEMOIRE DE 5 BITS
- MATRICE DE POINTS 5x7
  Caractères bien dessinés, très lisibles
- BOITIER STANDARD DIL
- CLASSES PAR CATEGORIE LUMINEUSE
  Assure uniformité lumineuse de plusieurs afficheurs alignés



Description

Les afficheurs numériques et hexadécimaux des séries 4N51 et 4N54 possèdent un décodeur/amplificateur et une mémoire intégrée. Ces afficheurs de 7,4 mm sont destinés aux applications militaires et aérospatiales, leur herméticité est garantie.



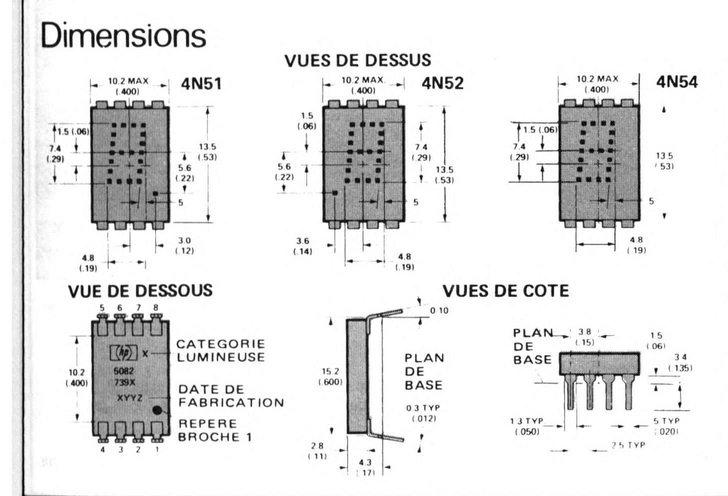
L'afficheur numérique 4N51 décode les entrées positives BCD 8421 pour fournir les chiffres 0 à 9, un signe «—», un signal de contrôle et quatre signaux d'effacement dans les états binaires d'invalidation. Le point décimal est à droite. Applications typiques : systèmes de contrôle, instrumentation, télécommunication, matériels embarqués.

L'afficheur 4N52 est identique au 4N51 mais le point décimal est à gauche.

L'afficheur hexadécimal 4N54 décode les entrées positives 8421 pour fournir 16 états, 0 à 9 et A à F. Le point décimal est remplacé par un signal d'effacement (toutes DEL éteintes) sans perdre le contenu de la mémoire. Applications typiques : terminaux et systèmes utilisant l'affichage en base 16.

Un afficheur avec caractère de dépassement et le point décimal (± 1) est disponible sous la référence 4N53.

Dimensions



Broche	Fonction 4N51 4N52 numériques	Fonction 4N54 hexadécimal
1	entrée 2	entrée 2
2	entrée 4	entrée 4
3	entrée 8	entrée 8
4	point décimal	cde effacement
5	validation stockage	validation stockage
6	masse	masse
7	V_{CC}	V_{CC}
8	entrée 1	entrée 1

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mentions contraires, toutes tolérances ±0,38 mm (±0,015")
3. Axe vertical des chiffres de ±0,51 mm (±0,2")
4. Sorties : alliage cuivreux doré

Valeurs limites absolues

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Température ambiante de stockage	T_S	– 65	+ 125	°C
Température ambiante de fonctionnement (1, 2)	T_A	– 55	+ 100	°C
Tension d'alimentation (3)	V_{CC}	– 0,5	+ 7,0	V
Tension appliquée aux broches logiques, point décimal et validation	V_I, V_{DP}, V_E	– 0,5	+ 7,0	V
Tension de commande d'effacement (7)	V_B	– 0,5	V_{CC}	V
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base, $t \leqslant 5$ s			260	°C

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symb.	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Température ambiante de fonctionnement (1, 2)	T_A	– 55		+ 100	°C
Largeur de l'impulsion de validation	t_W	100			ns
Temps de maintien minimal de la donnée avant une transition positive sur la ligne de validation	t_{SETUP}	50			ns
Temps de maintien minimal de la donnée après une transition positive sur la ligne de validation	t_{HOLD}	50			ns
Temps de montée de l'impulsion de validation	t_{TLH}			200	ns

Caractéristiques électriques et optiques

(T_A = – 55°C à + 100°C, sauf spécifications contraires)

Paramètre	Symb.	Condition de mesure	Min.	Typ.(4)	Max.	Unité
Courant d'alimentation	I_{CC}	V_{CC} = 5,5 V (chiffre 5 et point décimal éclairés)		112	170	mA
Puissance dissipée	P_T			560	935	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par caractère) (5, 6)	I_V	V_{CC} = 5,0 V, T_A = 25° C	40	85		μcd
Tension logique d'entrée niveau bas	V_{IL}	V_{CC} = 4,5 V			0,8	V
Tension logique d'entrée niveau haut	V_{IH}		2,0			V
Tension de validation état bas – données introduites	V_{EL}				0,8	V
Tension de validation état bas – données non introduites	V_{EH}		2,0			V
Tension d'effacement état bas – affichage apparent (7)	V_{BL}				0,8	V
Tension d'effacement état haut – affichage effacé (7)	V_{BH}		3,5			V
Entrée courant d'effacement niveau bas (7)	I_{BL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BL} = 0,8 V			50	μA
Entrée courant d'effacement niveau haut (7)	I_{BH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{BH} = 4,5 V			1,0	mA
Entrée courant logique niveau bas	I_{IL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Entrée courant logique niveau haut	I_{IH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{IH} = 2,4 V			+ 100	μA
Entrée courant de validation niveau bas	I_{EL}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EL} = 0,4 V			– 1,6	mA
Entrée courant de validation niveau haut	I_{EH}	V_{CC} = 5,5 V, V_{EH} = 2,4 V			+ 130	μA
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}	T_A = 25° C		655		nm
Longueur d'onde dominante (8)	λ_d	T_A = 25° C		640		nm
Poids				1,0		g
Taux de fuite					5×10^{-7}	cm^3/s

Notes :

1. Résistance thermique nominale d'un afficheur monté sur support soudé sur circuit : Θ_{JA} = 50° C/W; Θ_{JC} = 15° C/W
2. $\Theta_{CA} \leqslant$ 35° C/W pour un afficheur fonctionnant jusqu'à T_A = 100° C
3. Valeurs des tensions par rapport à la masse, broche 6
4. Toutes valeurs typiques à V_{CC} = 5,0 V; T_A = 25° C
5. Ces afficheurs sont classés par catégorie lumineuse repérée par une lettre située sous le boîtier à côté du sigle HP
6. L'intensité lumineuse à une température ambiante déterminée I_V (T_A) peut être calculée à partir de la formule : $I_V(T_A) = I_V(25° C)\ (0{,}985)^{(T_A - 25° C)}$
7. Ne concerne que le 4N54
8. La longueur d'onde dominante, λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE représente la seule longueur d'onde définissant la couleur de l'afficheur

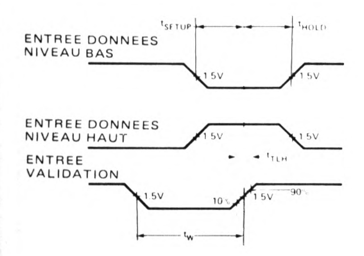


FIGURE 1 – Diagramme des temps logiques des 4N51 et 4N54

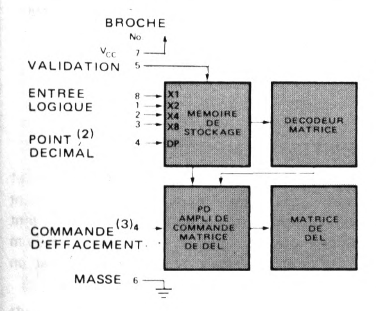


FIGURE 2 – Bloc diagramme logique des 4N51 et 4N54

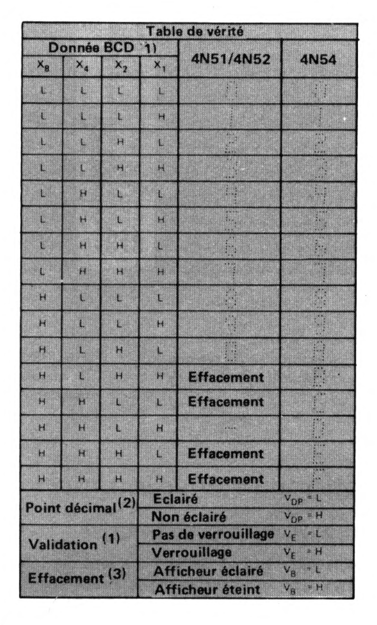


Table de vérité					
Donnée BCD (1)				4N51/4N52	4N54
X_8	X_4	X_2	X_1		
L	L	L	L	0	0
L	L	L	H	1	1
L	L	H	L	2	2
L	L	H	H	3	3
L	H	L	L	4	4
L	H	L	H	5	5
L	H	H	L	6	6
L	H	H	H	7	7
H	L	L	L	8	8
H	L	L	H	9	9
H	L	H	L	□	A
H	L	H	H	Effacement	B
H	H	L	L	Effacement	C
H	H	L	H	-	D
H	H	H	L	Effacement	E
H	H	H	H	Effacement	F
Point décimal (2)				Eclairé	V_{DP} = L
				Non éclairé	V_{DP} = H
Validation (1)				Pas de verrouillage	V_E = L
				Verrouillage	V_E = H
Effacement (3)				Afficheur éclairé	V_B = L
				Afficheur éteint	V_B = H

Notes :

1. H = niveau haut; L = niveau bas. Avec le signal de validation à l'état haut, un changement de niveau logique BCD à l'entrée est sans action sur la mémoire d'affichage et sur le caractère affiché
2. 4N51 et 4N52 uniquement
3. 4N54 uniquement

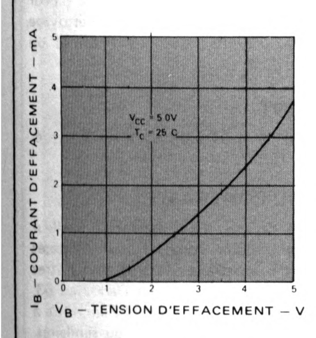


FIGURE 3 – Courant de commande d'effacement typique en fonction de la tension (4N54)

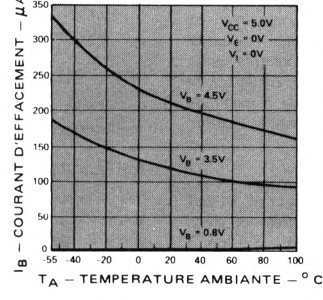


FIGURE 4 – Courant de commande d'effacement typique en fonction de la température ambiante (4N54)

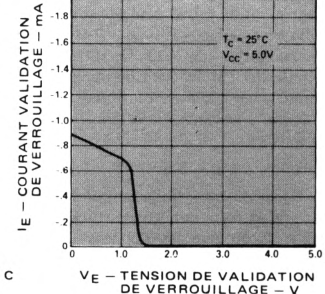


FIGURE 5 – Courant de validation de verrouillage typique de la tension

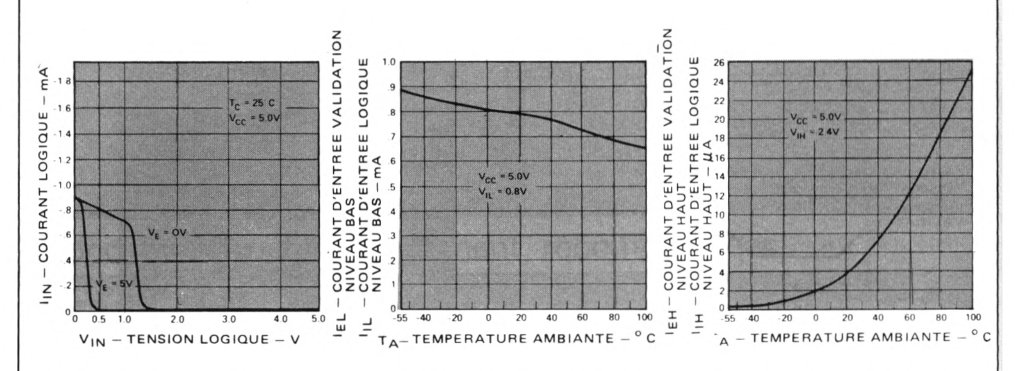


FIGURE 6 – Courant d'entrée typique logique et point décimal en fonction de la tension

FIGURE 7 – Courant d'entrée typique logique et validation niveau bas en fonction de la température ambiante

FIGURE 8 – Courant d'entrée typique logique et validation niveau haut en fonction de la température ambiante

Conditions d'exploitation

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les afficheurs série 4N51 à 4N54 visualisent des informations soit décimales, soit hexadécimales. Ils sont constitués par une matrice de points modifiée de 4x7 DEL. Les DEL sont excitées par des amplificateurs à courant constant. Les informations codées BCD sont mémorisées pendant que la ligne de validation est à l'état logique bas et les données verrouillées pendant que la ligne est à l'état logique haut. Pour éviter le verrouillage d'informations erronées, le temps de montée de l'impulsion de validation doit être inférieur à 200 ns. En utilisant les largeurs d'impulsion de validation, les temps t_{SETUP} et t_{HOLD} indiqués dans le tableau donnant les conditions de fonctionnement recommandées, il est possible de rythmer les données sur un réseau d'afficheurs à la fréquence de 6,7 MHz.

Le signal d'effacement à l'entrée des afficheurs 4N54 efface les informations hexadécimales sans altérer le contenu de la mémoire. L'affichage est supprimé pour un niveau de tension minimum de 3,5 V. Ceci est réalisé par une simple porte TTL à collecteur ouvert et une résistance d'alimentation. Un seul inverseur d'un opérateur de puissance/inverseur type 7416 et une résistance d'alimentation de 120 Ω suffisent, par exemple, pour commander l'effacement de douze afficheurs. La valeur de la résistance d'alimentation peut être calculée à partir de la formule suivante, dans laquelle N représente le nombre de chiffres :

$R_{blank} = (V_{CC} - 3{,}5\ V) / N \times 1{,}0\ mA$

Le signal de commande du point décimal est actif à l'état bas vrai et cette donnée est stockée dans la mémoire de la même façon que les données BCD. La DEL du point décimal est commandée par le circuit intégré de l'afficheur.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les afficheurs 4N51 à 4N54 sont hermétiquement scellés et contrôlés avant utilisation dans un environnement nécessitant des composants de grande fiabilité. Ils sont conçus et réalisés pour supporter des fuites à l'hélium de $5 \times 10^{-7}\ cm^3/s$ et des essais de grosses fuites avec un produit fluide coloré standard.

Ces afficheurs peuvent être montés sur support de circuits intégrés 2,54 x 15,24 mm ou soudés sur carte. Ils peuvent être alignés avec un entraxe de 2,54 mm entre broches extrêmes d'afficheurs adjacents.

La dissipation de la chaleur se fait par les broches. Il est donc nécessaire, pour avoir un fonctionnement sans aléa, jusqu'à une température de + 100° C, de maintenir la résistance thermique boîtier-ambiance à une valeur inférieure à 35° C/W, mesure faite au sommet de la borne 3.

Le nettoyage après soudure peut être réalisé à l'eau, au mélange Fréon-alcool formule pour nettoyage à la vapeur (à température d'ébullition) ou formule pour nettoyage à température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF ou TE, Génésolv DI-15 ou DE-15.

PREVIEILLISSEMENT

Les afficheurs série 4N51 à 4N54 subissent à 100% un prévieillissement de 24 h à 120°C.

AMELIORATION DU CONTRASTE

Ces afficheurs ont été conçus pour donner le meilleur contraste possible éteint/allumé lorsqu'ils sont disposés derrière des filtres de contraste appropriés. Filtres préconisés : Panelgraphic Ruby Red 60 et Dark Red 63, SGL Homalite H100-1605, 3M Light Control Film, filtre à polarisation circulaire Polaroïd HRCP Red, ou similaires. Pour plus amples renseignements, se reporter à la Note d'Applications 964 de Hewlett-Packard.

Contrôle de fiabilité

Hewlett-Packard fournit des procédures standard de contrôle de qualité, à partir des normes MIL -M 38510 dans le but de faciliter l'intégration de produits HP dans les programmes militaires. Hewlett-Packard les fournit pour deux niveaux de qualité :

- Le niveau TXV qui identifie les produits ayant subi un prévieillissement et essayés à 100 % suivant le Tableau 1.
- Le niveau TXVB correspondant aux produits ayant subi un prévieillissement, essayés selon le Tableau 1 et provenant de lots ayant répondu aux essais du Groupe B, décrits dans le Tableau 2

Produit standard	Essais TXV	Essais TXV + Groupe B
REFERENCES PREFERENTIELLES		
4N51	4N51 TXV	4N51 TXVB
4N52	4N52 TXV	4N52 TXVB
4N53	4N53 TXV	4N53 TXVB
4N54	4N54 TXV	4N54 TXVB
ANCIENNES REFERENCES (abandonnées)		
5082-7391	TXV-7391	TXVB-7391
5082-7392	TXV-7392	TXVB-7392
5082-7393	TXV-7393	TXVB-7393
5082-7395	TXV-7395	TXVB-7395

TABLEAU 1. VIEILLISSEMENT ET ESSAIS A 100 %

Examen ou essai	Méthode MIL STD 883	Condition de mesure
1. Examen visuel interne	Procédure HP	
2. Essais électriques : I_V, I_{CC}, I_{BL}, I_{BH}, I_{EL}, I_{EH}, I_{IL}, I_{IH}		Selon tableau des caractéristiques électriques et optiques
3. Stockage à haute température	1008	125° pendant 168 h
4. Cycle de température	1010	−65°C à +125°C, 10 cycles
5. Accélération	2001	2000G, axe des Y
6. Test de fuite à l'hélium	1014	Condition A, pression limitée à 1,7 bars (25 psi) pendant 1 h
7. Test de grosse fuite	1014	Condition D, pression limitée à 2,7 bars (40 psi) pendant 1 h
8. Essais électriques : idem 2		Idem 2
9. Deverminage	1015	TA = 100°C, pendant 168 h, à V_{CC} = 5 V avec cycle logique de 1 caractère par seconde
10. Essais électriques : idem 2		Idem 2
11. Essais électriques par prélèvements en fonction de la température : I_{CC}, I_{BL}, I_{BH}, I_{EL}, I_{EH}, I_{IL}, I_{IH}		Selon tableau des caractéristiques électriques, T_A = − 55°C, LTPD = 7
12. Idem 11		Idem 11, mais TA = +100°C.
13. Examen visuel du boîtier	2009	

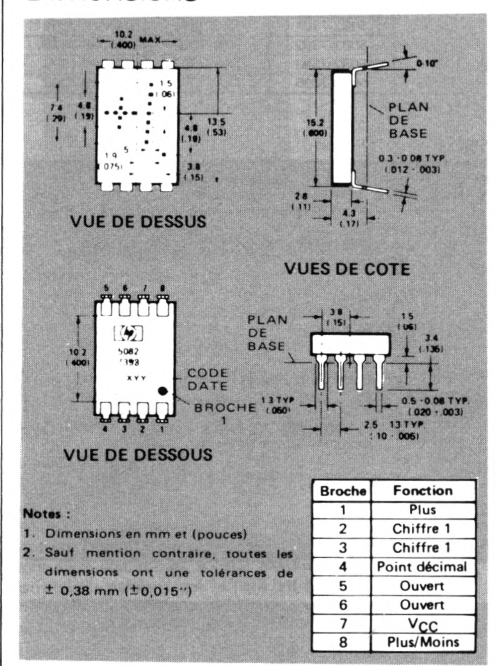
TABLEAU 2. – GROUPE B

Examen ou Essai	MIL -STD-883		LTPD
	Méthode	Condition de mesure	
Sous-Groupe 1 :			20
Dimensions	2008	Dimensions du boîtier suivant dessins	
Sous-groupe 2 :			15
Soudabilité	2003	Immersion à 1,6 mm du plan de fixation à 260°C, t = 5 s (sans prévieillissement)	
Cycle de température	1010	10 cycles, −65°C à +125°C	
Chocs thermiques	1011	Condition d'essai A	
Herméticité	1014	Condition A, pression limitée à 1,7 bars (25 psi) pendant 1 h et condition D, pression limitée à 2,7 bars (40 psi) pendant 1 h	
Résistance à l'humidité	1004	Omettre la mise en condition initiale	
Vérification du fonctionnement		Idem 2, Tableau 1	
Sous-groupe 3 :			15
Chocs - hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les trois axes X, Y, Z	
Vibration fréquence variable	2007	Hors fonctionnement	
Accélération constante	2001	2000 G, axe des Y	
Vérification du fonctionnement		Idem 2, Tableau 1	
Sous-groupe 4 :			15
Tenue des broches	2004	Condition d'essai B2	
Vérification de l'herméticité	1014	Condition A, pression limitée à 1,7 bars (25 psi) pendant 1 h et condition D, pression limitée à 2,7 bars (40 psi) pendant 1 h	
Sous-Groupe 5 :			15
Atmosphère saline	1009	Condition d'essai A	
Sous-groupe 6 :			$\lambda = 7$
Durée de vie à haute température	1008	T_A = 125°C, t = 1000 h, hors fonctionnement	
Vérification du fonctionnement		Idem 2, Tableau 1	
Sous-groupe 7 :			$\lambda = 5$
Durée de vie en régime permanent	1005	T_A = 100°C, t = 1000 h, à V_{CC} = 5 V avec cycle logique de 1 caractère par seconde	
Vérification du fonctionnement		Idem 2, Tableau 1	

Caractère de dépassement (sans électronique intégrée)

Pour les applications nécessitant l'affichage des signes plus ou moins, du chiffre 1 et du point décimal, on peut utiliser l'afficheur 4N53. Il a les mêmes dimensions que les afficheurs de la série 4N51 à 4N54, avec lesquels il est compatible.

Dimensions



Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mention contraire, toutes les dimensions ont une tolérances de ± 0,38 mm (±0,015")

Broche	Fonction
1	Plus
2	Chiffre 1
3	Chiffre 1
4	Point décimal
5	Ouvert
6	Ouvert
7	V_{CC}
8	Plus/Moins

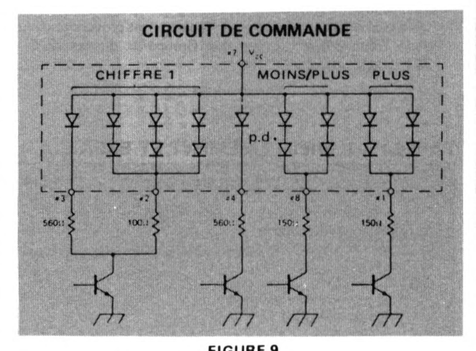


FIGURE 9

Table de vérité

Signe	Broche 1	Broche 2, 3	Broche 4	Broche 8
+	H	X	X	H
–	L	X	X	H
1	X	H	X	X
Point décimal	X	X	H	X
Effacement	L	L	L	L

Notes :
L : Transistor de commutation de ligne bloqué (Fig. 9)
H : Transistor de commutation de ligne saturé (Fig. 9)
X : Etat indifférent

Caractéristiques électriques et optiques (T_A = – 55°C à + 100°C, sauf spécifications contraires)

Description	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension directe par DEL	V_F	I_F = 10 mA		1,6	2,0	V
Puissance dissipée	P_T	I_F = 10 mA Toutes diodes éclairées		280	320	mW
Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre)	I_ν	I_F = 6 mA T_C = 25° C	40	85		µcd
Longueur d'onde crête	λ_{peak}	T_C = 25° C		655		nm
Longueur d'onde dominante	λ_d	T_C = 25° C		640		nm
Poids				1,0		g

Conditions de fonctionnement recommandées

Description	Symb.	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension alim. DEL	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Courant direct DEL	I_F		5,0	10	mA

Note :
Le courant de DEL doit être limité extérieurement. Se reporter à la figure 9 pour les valeurs de résistance recommandées

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symb.	Min.	Max.	Unité
Temp. stockage ambiante	T_S	– 65	+ 125	° C
Temp. fonction. boîtier	T_A	– 55	+ 100	° C
Courant direct par DEL	I_F		10	mA
Tension inverse par DEL	V_R		4	V



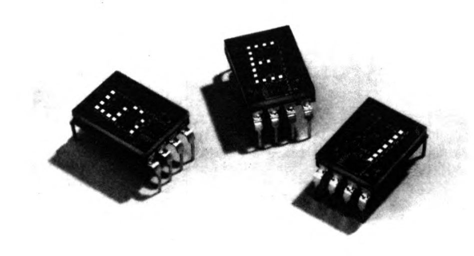
AFFICHEURS NUMÉRIQUES ET HEXADÉCIMAUX POUR APPLICATIONS INDUSTRIELLES ROUGE HAUT RENDEMENT JAUNE ET VERT

SERIES HDSP-0760, -0770, -0860, -0960

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **TROIS COULEURS :**
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert
- **TROIS OPTIONS :**
  Numérique
  Hexadécimal
  Dépassement
- **DEUX TYPES DE ROUGE HAUT RENDEMENT**
  Faible consommation
  Forte luminosité
- **PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURES SPECIFIEE**
- **MEMOIRE A VERROUILLAGE, DECODEUR, AMPLIFICATEUR INTEGRES :**
  Compatible TTL
- **CARACTERES A MATRICE DE POINTS 4 x 7**
- **INTENSITE LUMINEUSE ET COULEUR (JAUNE ET VERT UNIQUEMENT) REPEREES :**
  Permettent de réaliser des afficheurs à plusieurs chiffres homogènes



Description

Ces afficheurs de 7,4 mm à semi-conducteurs sont destinés aux applications industrielles dans un environnement difficile. Les dispositifs numériques et hexacédimaux possèdent une mémoire, un décodeur et un amplificateur intégrés.

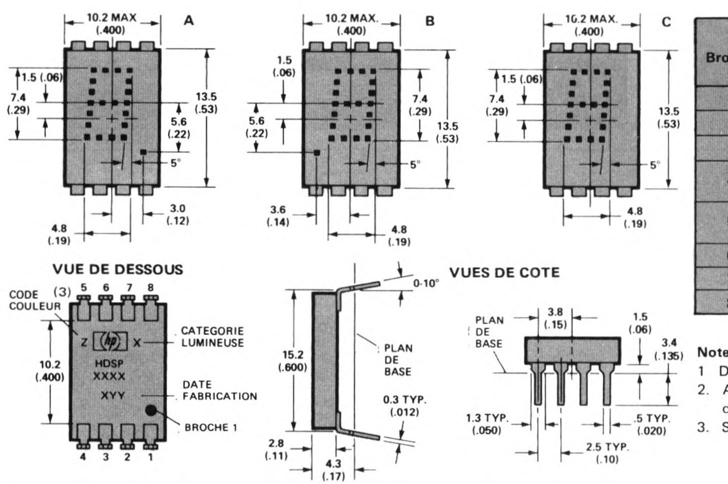
Les afficheurs numériques décodent une logique positive DCB pour fournir les chiffres 0 à 9, un signe – et un signal de contrôle. En hexadécimal, ils décodent une logique positive DCB pour fournir les seize caractères 0 à 9 et A à F; ils possèdent en outre une entrée effacement (toutes les DEL éteintes) sans perte du contenu de la mémoire.

L'indicateur de dépassement ± 1 et le point décimal à droite sont habituellement commandés par des transistors de commutation extérieurs.

Références

HDSP-	Couleur	Description	Boîtier
0760	Rouge haut rendement Faible consommation	Numérique, point décimal à droite	A
0761		Numérique, point décimal à gauche	B
0762		Hexadécimal	C
0763		Dépassement ± 1	D
0770	Rouge haut rendement Forte luminosité	Numérique, point décimal à droite	A
0771		Numérique, point décimal à gauche	B
0772		Hexadécimal	C
0773		Dépassement ± 1	D
0860	Jaune	Numérique, point décimal à droite	A
0861		Numérique, point décimal à gauche	B
0862		Hexadécimal	C
0863		Dépassement ± 1	D
0960	Vert	Numérique, point décimal à droite	A
0961		Numérique, point décimal à gauche	B
0962		Hexadécimal	C
0963		Dépassement ± 1	D

Dimensions



Broches	Fonction	
	Numérique	Hexa-décimal
1	Entrée 2	Entrée 2
2	Entrée 4	Entrée 4
3	Entrée 8	Entrée 8
4	Point décimal	Commande effacement
5	Validation stockage	Validation stockage
6	Masse	Masse
7	V_{CC}	V_{CC}
8	Entrée 1	Entrée 1

Notes .

1. Dimensions en mm et (pouces).
2. Axe vertical des chiffres décentré de ± 0,51 mm (± .02").
3. Séries HDSP-0860 et -0960.

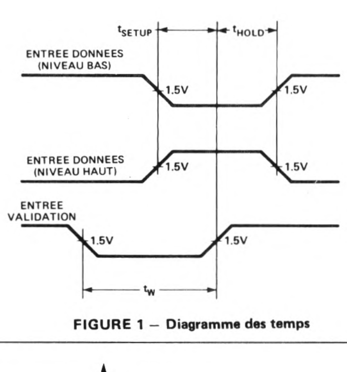


FIGURE 1 — Diagramme des temps

VCC 7
VALIDATION 5
ENTREES LOGIQUE 3 X1, 1 X2, 2 X4, 3 X8
POINT DECIMAL (2) 4 DP
MEMOIRE DE STOCKAGE
DECODEUR MATRICE
DP
COMMANDE (3) D'EFFACEMENT 4
AMPLI DE COMMANDE MATRICE DE DEL
MATRICE DE DEL
MASSE 5

FIGURE 2 — Diagramme logique

Table de vérité					
Donnée BCD (1)				Numérique	Hexa-décimal
X_8	X_4	X_2	X_1		
L	L	L	L	0	0
L	L	L	H	1	1
L	L	H	L	2	2
L	L	H	H	3	3
L	H	L	L	4	4
L	H	L	H	5	5
L	H	H	L	6	6
L	H	H	H	7	7
H	L	L	L	8	8
H	L	L	H	9	9
H	L	H	L	A	A
H	L	H	H	Effacement	B
H	H	L	L	Effacement	C
H	H	L	H	···	D
H	H	H	L	Effacement	E
H	H	H	H	Effacement	F
Point décimal (2)		Eclairé		V_{DP} = L	
		Non éclairé		V_{DP} = H	
Validation (1)		Chargement données		V_E = L	
		Verrouillage données		V_E = H	
Effacement (3)		Afficheur éclairé		V_B = L	
		Afficheur éteint		V_B = H	

Notes :

1. H = niveau haut; L = niveau bas. Avec le signal de validation à l'état haut, un changement de niveau logique BCD à l'entrée est sans action sur la mémoire d'affichage et sur le caractère affiché
2. Uniquement afficheurs numériques
3. Uniquement afficheurs hexadécimaux. La commande d'effacement est sans effet sur le contenu de la mémoire

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symbole	Min.	Max.	Unité
Température ambiante de stockage	T_S	– 65	+ 100	°C
Température ambiante de fonctionnement (1)	T_A	– 55	+ 70	°C
Tension d'alimentation (2)	V_{CC}	– 0,5	+ 7	V
Tension appliquée aux broches entrée logique, point décimal et validation	V_I, V_{DP}, V_E	– 0,5	+ 7	V
Tension appliquée à l'entrée effacement (2)	V_B	– 0,5	V_{CC}	V
Température maximale de soudage à 1,6 mm du plan de base, t ⩽ 5 s			260	°C

Conditions de fonctionnement recommandées

Description	Symbole	Min.	Nom.	Max.	Unité
Tension d'alimentation (2)	V_{CC}	4,5	5	5,5	V
Température ambiante de fonctionnement (1)	T_A	– 55		+ 70	°C
Largeur de l'impulsion de validation	t_W	100			ns
Temps de maintien des données avant une transition positive de la ligne de validation	t_{SETUP}	50			ns
Temps de maintien des données après une transition positive de la ligne de validation	t_{HOLD}	50			ns
Temps de montée de l'impulsion de validation	t_{TLH}			1	ms

Caractéristiques optiques (TA = 25°C, VCC = 5 V)

Références	Description	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Série HDSP-0760	Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) (3, 4)	I_V	65	140		µcd
	Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}		635		nm
	Longueur d'onde dominante (5)	λ_d		626		nm
Série HDSP-0770	Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) (3, 4)	I_V	260	620		µcd
	Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}		635		nm
	Longueur d'onde dominante (5)	λ_d		626		nm
Série HDSP-0860	Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) (3, 4)	I_V	215	490		µcd
	Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}		583		nm
	Longueur d'onde dominante (5, 6)	λ_d		585		nm
Série HDSP-0960	Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) (3, 4)	I_V	170	390		µcd
	Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}		565		nm
	Longueur d'onde dominante (5, 6)	λ_d		572		nm

Notes :

1. La résistance thermique nominale $R\theta_{JA}$ d'un afficheur monté sur support soudé sur carte est de 50°C/W/dispositif. La résistance thermique du boîtier $R\theta_{J\text{-}BROCHE}$ = 15°C/W/dispositif. La résistance thermique broche-ambiance à travers le circuit imprimé ne doit pas dépasser 35°C/W/dispositif à T_A = 70°C pour que la fiabilité soit conservée
2. Les tensions sont mesurées par rapport à la masse, broche 6
3. L'intensité lumineuse est repérée par une lettre code sous le boîtier

Caractéristiques électriques (${T_A}$ = 0°C à + 70°C)

Description		Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.(7)	Max.	Unité
Courant alimentation	Série HDSP-0760	I_{CC}	V_{CC} = 5,5 V (chiffre 5 et point décimal éclairés)		78	105	mA
	Série HDSP-0770						
	Série HDSP-0860				120	175	
	Série HDSP-0960						
Puissance dissipée	Série HDSP-0760	P_T			390	573	mW
	Série HDSP-0770						
	Série HDSP-0860				690	963	
	Série HDSP-0960						
Tension d'entrée logique, validation effacement, niveau bas		V_{IL}	V_{CC} = 4,5 V			0,8	V
Tension d'entrée logique, validation effacement, niveau haut		V_{IH}		2			V
Courant d'entrée logique et validation, niveau bas		I_{IL}	V_{CC} = 5,5 V			– 1,6	mA
Courant d'effacement, niveau bas		I_{BL}	V_{IL} = 0,4 V			– 10	µA
Courant d'entrée logique, validation et effacement, niveau haut		I_{IH}	V_{CC} = 5,5 V V_{IH} = 2,4 V			+ 40	µA
Poids					1		g

Notes :

4. L'intensité lumineuse, à une température spécifique I_V (T_A) du boîtier, peut être calculée en utilisant la formule :

$$I_V(T_A) = I_V(25°C)\, e^{[k(T_A - 25°C)]}$$

Référence	k
Série HDSP-0760 Série HDSP-0770	– 0,0131/°C
Série HDSP-0860	– 0,0112/°C
Série HDSP-0960	– 0,0104/°C

5. Longueur d'onde dominante, λ_d, extraite du diagramme chromatique du CIE, définit seule la couleur
6. La couleur des afficheurs HDSP séries -0860 et -0960 est repérée par un chiffre imprimé sous le boîtier, en fonction de leur longueur d'onde dominante
7. Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25°C

Conditions d´exploitation

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Ces afficheurs constitués par une matrice de points modifiée de 4 x 7 DEL visualisent des informations numériques et hexadécimales. Les DEL rouges haut rendement et jaunes sont constituées par une couche épitaxiée au GaAsP sur substrat GaP transparent, les DEL vertes par une sous-couche épitaxiée au GaP sur substrat transparent au GaP. Les DEL sont excitées par des amplificateurs à courant constant. Les informations codées DCB sont mémorisées pendant que la ligne de validation est à l'état logique bas et les données verrouillées pendant que la ligne est à l'état logique haut. En utilisant les largeurs d'impulsion de validation, les temps $t_{set\ up}$ et t_{hold} indiqués dans le tableau donnant les conditions de fonctionnement recommandées, il est possible de rythmer les données sur un réseau d'afficheurs à la fréquence de 6,7 MHz.

Le signal de commande du point décimal est actif à l'état bas vrai et cette donnée est stockée dans la mémoire de la même façon que les données DCB. La DEL du point décimal est commandée par le circuit intégré à l'afficheur.

Le signal d'effacement à l'entrée des afficheurs hexadécimaux efface les informations sans altérer le contenu de la mémoire. L'affichage est supprimé pour un niveau de tension minimum de 2 V. Pendant l'effacement, la puissance dissipée au repos est de 250 mW à T_A = 25°C.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Le chemin principal par lequel s'évacue la chaleur est constitué par les pattes du boîtier. C'est pourquoi, il est important, pour assurer un fonctionnement sûr jusqu'à une température ambiante de 70°C, de maintenir la résistance thermique base-ambiance, mesurée sur la broche au-dessus du boîtier à une valeur inférieure à 35°C/W/boîtier.

Le nettoyage après soudure peut être réalisé à l'eau, au mélange Fréon/alcool, formule pour nettoyage à la vapeur (2 mn à température d'ébullition) ou formule pour nettoyage à température ambiante. Solvants préconisés : Fréon TF ou TE, Génésolv DI-15 ou DE-15.

AMELIORATION DU CONTRASTE

Les afficheurs 5082-7350 ont été conçus pour donner le meilleur contraste possible éteint/allumé lorsqu'ils sont disposés derrière des filtres de contraste appropriés. Filtres préconisés :

ROUGE HAUT RENDEMENT

Panelgraphic Scarlet Red 65
SGL Homalite H100-1670
3M Louvered Filter R6310 (filtre à volets)

JAUNE
Panelgraphic Yellow 27
SGL Homalite H100-1720
3M Louvered Filter A5910 (filtre à volets)

VERT
Panelgraphic Green 48
SGL Homalite H100-1440
3M Louvered Filter G5610 (filtre à volets)

Dans la plupart des applications, un filtre gris de densité neutre suffit à fournir le contraste voulu : ce peut être un filtre en plastique, un filtre à polarisation circulaire ou un verre traité optiquement. Filtres préconisés :
- gris de densité neutre : Panelgraphic Gray 10, SGL Homalite H100-1266 ou 3M M0220,
- verre traité optiquement à polarisation circulaire SUNGARD Optical Coating Laboratory, Inc., ou HNCP 10 de Polaroïd.

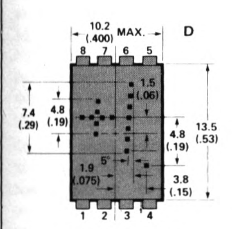
Ces filtres conviennent particulièrement pour les très forts éclairages ambiants.

Caractère de dépassement

(sans électronique intégrée)

L'indicateur de dépassement visualise le chiffre «± 1» et le point décimal. La hauteur du caractère et la taille du boîtier sont identiques à celles des afficheurs numériques et hexadécimaux. Le choix du caractère et du point décimal se fait par l'entremise de transistors de commutation extérieurs et de résistances limitant le courant.

Dimensions



VUE DE DESSUS

Broche	Fonction
1	Plus
2	Chiffre 1
3	Chiffre 1
4	Point décimal
5	Ouvert
6	Ouvert
7	V_{CC}
8	Plus/Moins

Note :
1. Dimensions en mm et (pouces).

Signe	Broche			
	1	2, 3	4	8
+	1	X	X	1
–	0	X	X	1
1	X	1	X	X
Point décimal	X	X	1	X
Effacement	0	0	0	0

Notes :
0 : Transistor de commutation de ligne bloqué (Figure 3).
1 : Transistor de commutation de ligne saturé (Figure 3).
X : Etat indifférent.

Limites absolues de fonctionnement

Description	Symbole	Min.	Max.	Unité
Température ambiante de stockage	T_S	– 65	+ 100	°C
Température ambiante de fonctionnement	T_A	– 55	+ 70	°C
Courant direct par DEL	I_F		10	mA
Tension inverse par DEL	V_R		5	V

CIRCUIT DE COMMANDE

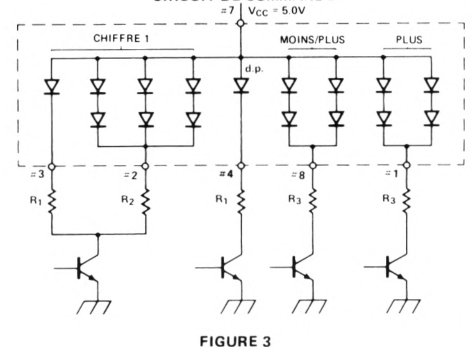


FIGURE 3

Conditions de fonctionnement recommandées (V_{CC} = 5 V)

Référence	Courant direct par DEL mA	Valeur en Ω		
		R_1	R_2	R_3
HDSP-0763 : Faible consommation Forte luminosité	 2,3 8	 1100 400	 200 130	 270 200
HDSP-0863	8	360	120	180
HDSP-0963	8	330	100	160

Intensité lumineuse par DEL (moyenne par chiffre) à T_A = 25°C

Référence	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Unité
HDSP-0763	I_F = 2,3 mA	65	140	µcd
	I_F = 8 mA		620	µcd
HDSP-0863	I_F = 8 mA	215	490	µcd
HDSP-0963	I_F = 8 mA	170	390	µcd

Caractéristiques électriques (T_A = 0°C à + 70°C)

Référence	Description	Symbole	Conditions de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
HDSP-0763	Puissance dissipée (toutes DEL allumées)	P_T	I_F = 2,8 mA		72		mW
			I_F = 8 mA		224	282	
	Tension directe par DEL	V_F	I_F = 2,8 mA		1,6		V
			I_F = 8 mA		1,75	2,2	
HDSP-0863	Puissance dissipée (toutes DEL allumées)	P_T	I_F = 8 mA		237	282	mW
	Tension directe par DEL	V_F			1,90	2,2	V
HDSP-0963	Puissance dissipée (toutes DEL allumées)	P_T	I_F = 8 mA		243	282	mW
	Tension directe par DEL	V_F			1,85	2,2	V



COMPOSANTS

AFFICHEURS NUMÉRIQUES MONOLITHIQUES 7 SEGMENTS A DEL

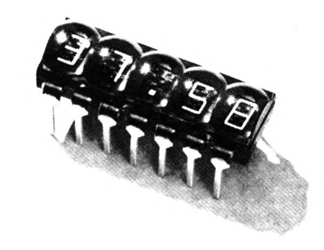
SERIES 5082-7400, -7430

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

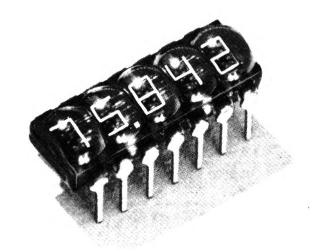
Particularités

- **BOITIERS COMPACTS DE FAIBLES DIMENSIONS**
  Largeur : 6,35 mm
  Espacement des caractères : 3,81 ou 5,08 mm
- **CONÇUS POUR FONCTIONNER EN MULTIPLEXAGE**
  Interconnexions simplifiées
- **BOITIERS DIP STANDARD**
  Alignables
  Filtre de contraste rouge intégré
  Robustes
- **CLASSES PAR CATEGORIE LUMINEUSE**
  Permet d'avoir un affichage à plusieurs chiffres de luminosité uniforme
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES**

5082-7400



5082-7430



Description

Les afficheurs numériques de la série 5082-7400, -7430 sont constitués par 2, 3, 4 ou 5 chiffres à sept segments au GaAsP, montés en boîtiers alignables. Les chiffres sont agrandis par un système de lentilles intégrées qui amplifient l'intensité lumineuse et permettent une consommation extrêmement faible. Deux options sont possibles : point décimal à droite ou point décimal centré, ceci assurant une meilleure lisibilité lorsque plusieurs boîtiers sont alignés.

On peut noter, parmi les applications possibles, les calculateurs de poche, les instruments portables, les thermomètres numériques et, en général, tous les appareils exigeant une faible consommation, des afficheurs fiables et peu encombrants, au moindre coût.

REMARQUES : Les afficheurs 5082-7402, -7403, -7412 et -7413 sont supprimés.

Modèles

Nombre de chiffres	Configuration		Références	
	Type	Espacement des caractères	Point décimal centré	Point décimal à droite
3 (justifiés à droite)		5,08 mm		5082-7432
3 (justifiés à gauche)		5,08 mm		5082-7433
4		3,81 mm	5082-7404	5082-7414
5		3,81 mm	5082-7405	5082-7415

Valeurs limites absolues

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Courant direct crête par segment ou point décimal (durée < 1 ms) 5082-7404, -7405, 7414, -7415	I_{PEAK}		110	mA
Courant direct crête par segment ou point décimal (durée < 500 µs) 5082-7432, -7433	I_{PEAK}		50	mA
Courant moyen par segment ou point décimal	I_{AVG}		5	mA
Dissipation par chiffre (1)	P_D		80	mW
Température ambiante de fonctionnement	T_A	– 40	75	°C
Température de stockage	T_S	– 40	100	°C
Tension inverse	V_R		5	V
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier) (t ⩽ 5 s) (2)			230	°C

Notes :

1. Varie linéairement de 1 mW/ °C au-dessus de 25°C (température ambiante)
2. Les solvants recommandés pour enlever le flux sont indiqués au paragraphe «Caractéristiques mécaniques»

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment ou point décimal (3, 4) 5082-7432, -7433	I_V	$I_{AVG} = 500\ \mu A$ ($I_{PK} = 5$ mA facteur cyclique = 10%)	10	40		µcd
Intensité lumineuse par segment ou point décimal (temps moyenné) (3, 4) 5082-7404, -7405, - 7414, -7415	I_V	$I_{AVG} = 1$ mA ($I_{PK} = 10$ mA facteur cyclique = 10%)	5	20		µcd
Longueur d'onde crête	$\lambda PEAK$			655		nm
Tension directe par segment ou point décimal 5082-7404, -7405, -7414, -7415	V_F	$I_F = 10$ mA		1,55	2	V
Tension directe par segment ou point décimal 5082-7432, -7433	V_F	$I_F = 5$ mA		1,55	2	V
Courant inverse par segment ou point décimal	I_R	$V_R = 5$ V			100	µA
Temps de croissance et de décroissance (5)	t_r, t_f			10		ns

Notes :

3. Les afficheurs sont classés par catégorie lumineuse, la catégorie est indiquée sous le boîtier par une lettre
4. Le fonctionnement sous un courant crête inférieur à 5 mA n'est pas recommandé
5. Temps nécessaire au passage de 10% à 90% de l'intensité lumineuse sous l'effet d'un échelon de courant

5082-7432, -7433

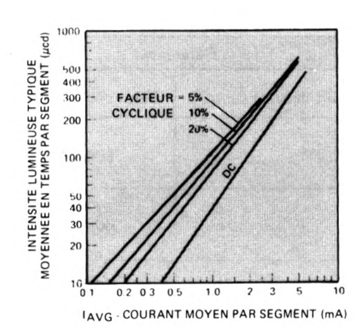


FIGURE 1 — Intensité lumineuse typique moyennée en temps par segment en fonction du courant moyen par segment

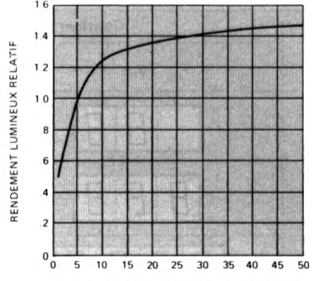


FIGURE 2 — Rendement lumineux relatif en fonction du courant crête par segment

5082-7404, -7405, -7414, -7415

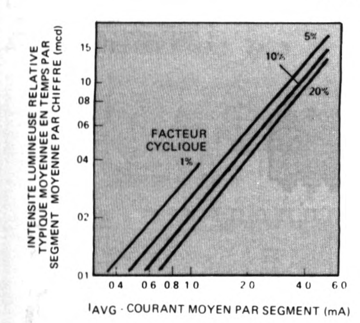


FIGURE 3 – Intensité lumineuse typique moyennée en temps en fonction du courant moyen par segment

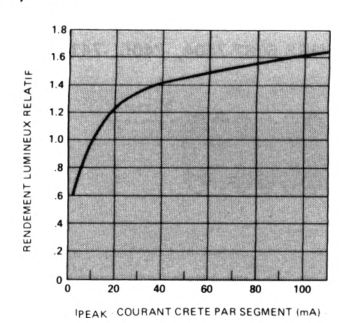


FIGURE 4 – Rendement lumineux relatif en fonction du courant crête par segment

SERIES 5082-7400 ET 5082-7430

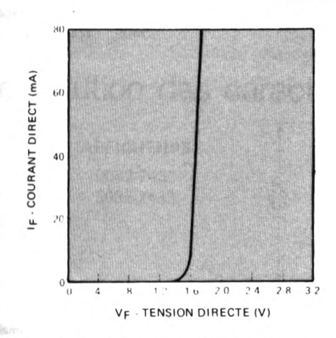


FIGURE 5 – Courant direct en fonction de la tension directe

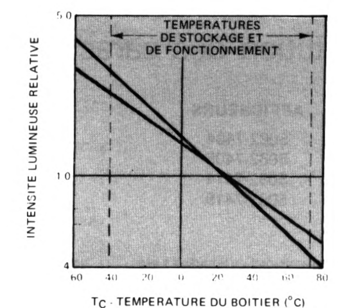


FIGURE 6 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température du boîtier pour des niveaux de courant fixes

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET OPTIQUES

Les afficheurs monolithiques de la série 5082-7400, -7430 sont constitués par 8 puces au GaAsP formant la cathode commune de chaque chiffre. Les anodes de chaque segment sont interconnectées pour réaliser un réseau de 8xN, N représentant le nombre de chiffres de l'afficheur. Chaque puce est disposée sous une lentille moulée donnant un caractère agrandi à 2,8 mm. Les chiffres sont facilement lisibles sous un angle de ± 30° par rapport à l'axe du caractère sur les -7404, -7405, -7414 et -7415 et de ± 20° sur les -7432 et -7433.

Le point décimal des afficheurs -7432, -7433, -7414 et -7415 est situé en bas et à droite du chiffre dans les schémas de commande conventionnels.

Le point décimal des afficheurs -7404 et -7405 est centré; il est excité au même titre qu'un chiffre. Sur les afficheurs très longs, ce système permet une bonne séparation entre la partie entière et la partie décimale du nombre affiché, ce qui en améliore la lisibilité. En ce qui concerne la synchronisation, le point décimal est multiplexé au même titre qu'un caractère normal.

Pour améliorer le contraste, le plastique est mélangé à un pigment rouge absorbant fortement toutes les radiations visibles sauf celle à 655 nm émise par la diode. De plus, le cadre est noirci sélectivement pour réduire les réflexions. Un filtre antireflet additionnel tel que Plexiglass 2423, Panelgraphic 60 ou 63, Homalite 100-1605 ou similaires, limitera les réflexions extérieures et améliorera le contraste.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les afficheurs de la série 5082-7400, -7430 sont montés dans un boîtier DIP standard 12 ou 14 broches, constitués par un cadre enrobé de plastique, avec lentilles moulées. Ils peuvent être enfichés sur des supports pour circuits intégrés ou soudés sur carte. Leur robustesse permet de les monter avec des outils d'insertion. Les épaulements des broches sont intentionnellement placés au-dessus du niveau inférieur du boîtier pour pouvoir éventuellement incliner les afficheurs de 20° par rapport à la carte.

Les performances optiques de ces afficheurs sont dues à des matières plastiques spécialement étudiées dans ce but mais sensibles aux solvants. Nous recommandons expressément de n'utiliser pour le nettoyage à la vapeur qu'un mélange Fréon (F113)-alcool, avec un temps de mise en contact inférieur à 2 mn. D'autres produits utilisables sont le Fréon TE, le Génésolv DI-15 ou DE-15, l'Arklone A ou K. Le nettoyage à l'eau à 60°C peut être utilisé avec rinçage neutralisant (solution ammoniaquée à 3%), rinçage de surface (solution à 1% de détergent), rinçage à l'eau chaude et pour terminer, séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut être fait au Fréon T-E35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou à l'eau additionnée d'un détergent doux.

Dimensions

NOTES :
6. DIMENSIONS EN POUCES ET (MM)
7. TOLERANCES ± .015 in (± 0,38 mm), SAUF MENTION CONTRAIRE

AFFICHEURS 5082-7404, -7405, -7414, -7415

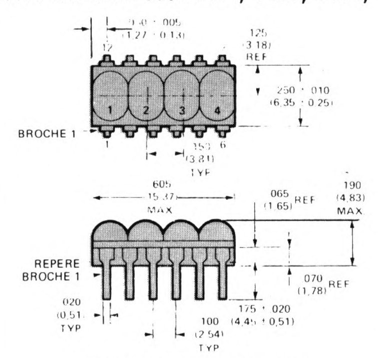


FIGURE 7 – 5082-7404, -7414

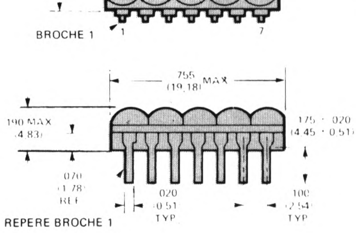


FIGURE 8 – 5082-7405, -7415

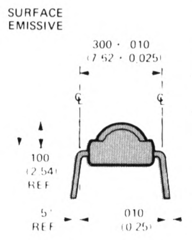


FIGURE 9 – 5082-7404, -7405, -7414, -7415

Constitution des caractères

AFFICHEURS

5082-7404
5082-7405
5082-7414
5082-7415

NOTE : DIMENSIONS EN POUCES ET (MM)

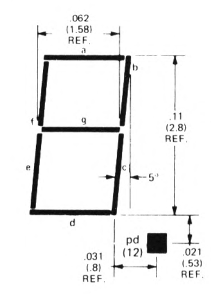


FIGURE 10 – Point décimal centré et à droite

BROCHAGE

Broche n°	5082-7404, -7414 Fonction	5082-7405, -7415 Fonction
1	CATHODE 1	CATHODE 1
2	ANODE e	ANODE e
3	ANODE c	ANODE c
4	CATHODE 3	CATHODE 3
5	ANODE pd (12)	ANODE pd (12)
6	CATHODE 4	ANODE d
7	ANODE g	CATHODE 5
8	ANODE d	ANODE g
9	ANODE f	CATHODE 4
10	CATHODE 2	ANODE f
11	ANODE b	N/C (8)
12	ANODE a	ANODE b
13	–	CATHODE 2
14	–	ANODE a

Note :
8. N/C : broche non connectée, doit toujours rester libre

Dimensions

AFFICHEURS 5082-7432, -7433

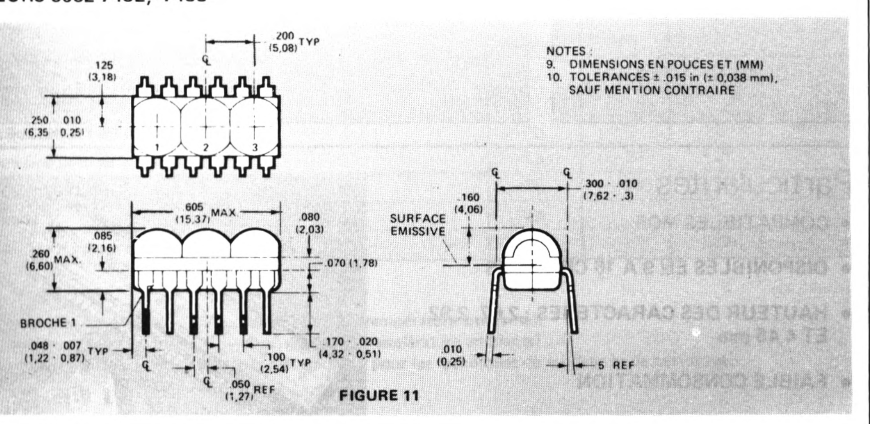


FIGURE 11

Constitution des caractères



AFFICHEURS

5082-7432
5082-7433

NOTE : DIMENSIONS EN POUCES ET (MM)

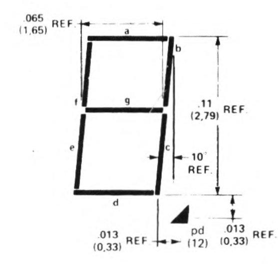


FIGURE 12

BROCHAGE

Broche n°	5082-7432 Fonction	5082-7433 Fonction
1	N/C (11)	CATHODE 1
2	ANODE e	ANODE e
3	ANODE d	ANODE d
4	CATHODE 2	CATHODE 2
5	ANODE c	ANODE c
6	ANODE pd (12)	ANODE pd (12)
7	CATHODE 3	CATHODE 3
8	ANODE b	ANODE b
9	ANODE g	ANODE g
10	ANODE a	ANODE a
11	ANODE f	ANODE f
12	N/C (11)	N/C (11)

Notes :

11. N/C : broche non connectée, doit toujours rester libre
12. pd : point décimal



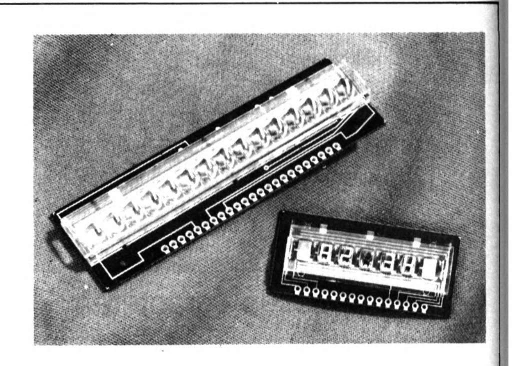
AFFICHEURS NUMÉRIQUES 7 SEGMENTS MONTÉS SUR CIRCUIT IMPRIME

SERIES 5082-7200, -7440

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- COMPATIBLES MOS
- DISPONIBLES EN 9 A 16 CHIFFRES
- HAUTEUR DES CARACTERES : 2,67, 2,92 ET 4,45 mm
- FAIBLE CONSOMMATION
- TRIES PAR INTENSITES LUMINEUSES



REMARQUES : Les références 5082-7240, -7241, -7265, -7275, -7402, -7403, -7412, -7413, -7440, -7442, -7444 et -7445 ont été supprimées.

Description

Les afficheurs de la série 5082-7200 et -7440 sont des indicateurs numériques à sept segments au GaAsP montés sur cartes de circuits imprimés. Les chiffres sont protégés par un ensemble en plastique transparent comportant des lentilles grossissantes et des renforts de protection. Les caractères peuvent avoir une hauteur de 2,67 mm, 2,92 mm ou 4,45 mm. Pour les grandes quantités, les afficheurs peuvent être fournis en 8, 12 et 14 caractères.

Les applications possibles de ces afficheurs sont les suivantes : calculateurs portables ou de poche et autres appareils de faible consommation nécessitant des afficheurs de faible coût, de longue durée de vie et de faible encombrement.

Modèles

Référence	Nombre de chiffres	Point décimal	Boîtier	Hauteur des caractères	Ecart entre caractères
5082-7441	9	à droite	Fig. 9	2,67 mm	5,08 mm
5082-7446	16	à droite	Fig. 11	2,92 mm	3,81 mm
5082-7285	5	à droite	Fig. 14	4,45 mm	5,84 mm
5082-7295	15	à droite	Fig. 13	4,45 mm	5,84 mm

Valeurs limites absolues

5082-7441, -7446

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Courant direct crête par segment ou point décimal (durée < 500 μs)	I_{PEAK}		50	mA
Courant moyen par segment ou point décimal (1)	I_{AVG}		3	mA
Puissance dissipée par chiffre (2)	P_D		50	mW
Température ambiante de fonctionnement	T_A	– 20	+ 85	°C
Température de stockage	T_S	– 20	+ 85	°C
Tension inverse	V_R		5	V
Température de soudage à l'extrémité des pistes (t ⩽ 3 s) (3)			230	°C

Notes :
1. Diminue linéairement de 0,1 mA/°C au-dessus de 60°C (température ambiante).
2. Diminue linéairement de 1,7 mW/°C au-dessus de 60°C (température ambiante).
3. Se reporter au paragraphe «Caractéristiques mécaniques» pour les techniques de soudage et de nettoyage.

5082-7285, -7295

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Courant crête par segment ou point décimal (durée < 35 μs)	I_{PEAK}		200	mA
Courant moyen par segment ou point décimal (4)	I_{AVG}		7	mA
Puissance dissipée par chiffre (5)	P_D		125	mW
Température ambiante de fonctionnement	T_A	– 20	+ 70	°C
Température de stockage	T_S	– 20	+ 80	°C
Tension inverse	V_R		5	V
Température de soudage sur les pistes de sorties (t ⩽ 3 s) (6)			230	°C

Notes :
4. Diminue linéairement de 0,12 mA/°C au-dessus de 25°C (ambiance).
5. Diminue linéairement de 2,3 mW/°C au-dessus de 25°C (ambiance).
6. Se reporter au paragraphe «Caractéristiques mécaniques» pour les techniques de soudage et de nettoyage

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

5082-7441, -7446

Paramètre		Symbole	Condition de mesure	Min.	Typ.	Max.	Unité
5082 -7441	Intensité lumineuse par segment ou point décimal (7) (moyenne par chiffre)	I_V	$I_{AVG} = 500\ \mu A$ 5 mA crête, Facteur de forme = 10%	7	35		μcd
5082 -7446			5 mA crête 1/16 facteur de forme	7	35		μcd
Longueur d'onde crête		λ_{PEAK}			655		nm
Tension directe par segment ou point décimal		V_F	$I_F = 5$ mA		1,55		V

Note :
7. Le fonctionnement sous des courants crêtes inférieurs à 3,5 mA n'est pas recommandé

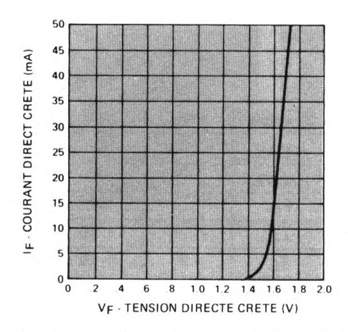


FIGURE 1 — Courant direct crête en fonction de la tension directe crête

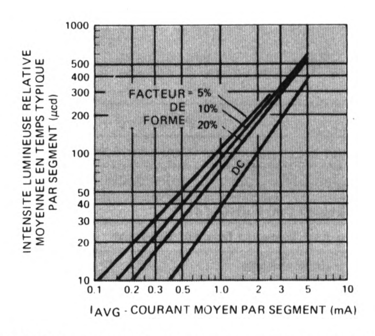


FIGURE 2 — Intensité lumineuse moyenné en temps typique en fonction du courant moyen par segment

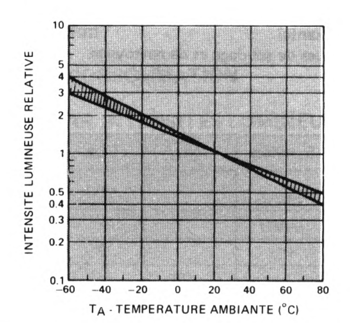


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction de la température à courant constant

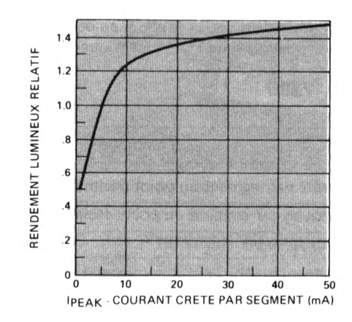


FIGURE 4 — Rendement lumineux relatif en fonction du courant crête par segment

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

5082-7285, -7295

Paramètre	Symbole	Condition d'essai	Min.	Typ.	Max.	Unité
Intensité lumineuse par segment ou point décimal (temps moyen); afficheur 15 chiffres; 5082-7295 (8, 10)	I_V	$I_{avg.} = 2$ mA (10 mA crête, facteur de forme 1/15)	30	90		μcd
Intensité lumineuse par segment ou point décimal (temps moyen); afficheur 5 chiffres; 5082-7285 (8, 10)	I_V	$I_{avg.} = 2$ mA (30 mA crête, facteur de forme 1/15)	30	70		μcd
Tension directe par segment ou point décimal; 5082-7295 (15 chiffres)	V_F	$I_F = 30$ mA		1,60	2,3	V
Tension directe par segment ou point décimal; 5082-7285 (5 chiffres)	V_F	$I_F = 10$ mA		1,55	2,0	V
Longueur d'onde crête	λ_{PEAK}			655		nm
Longueur d'onde dominante (9)	λ_d			640		nm
Courant inverse par segment ou point décimal	I_R	$V_R = 5$ V			100	μA
Coefficient de température de la tension directe	$\Delta V_F/°C$			– 2,0		mV/° C

Notes :

8. L'intensité lumineuse à une température ambiante spécifique, I_V (T_A), peut être calculée avec la formule suivante :

$$I_V (T_A) = I_V (25°C) (0{,}985)^{(T_A - 25°C)}$$

9. La longueur d'onde dominante, λ_d, est extraite du diagramme de chromaticité du CIE et représente la seule longueur d'onde qui définit la couleur des segments.
10. Il n'est pas recommandé de faire fonctionner les segments sous des courants crête inférieurs à 6 mA.

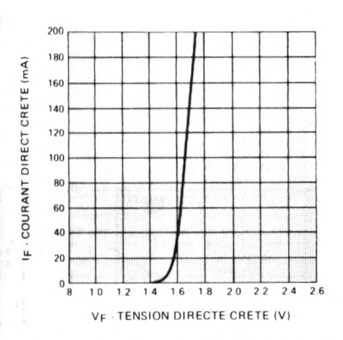


FIGURE 5 – Courant direct crête en fonction de la tension directe crête

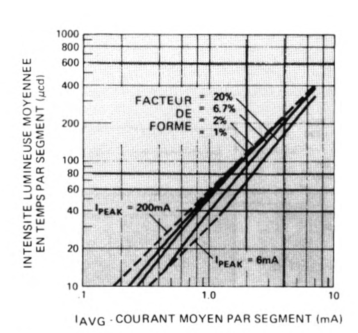


FIGURE 6 – Intensité lumineuse moyennée en temps typique en fonction du courant moyen par segment

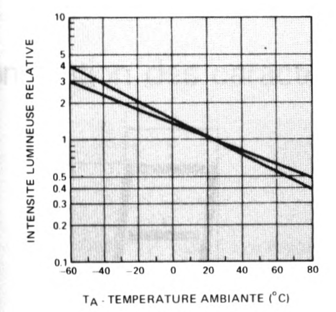


FIGURE 7 – Intensité lumineuse relative en fonction de la température ambiante

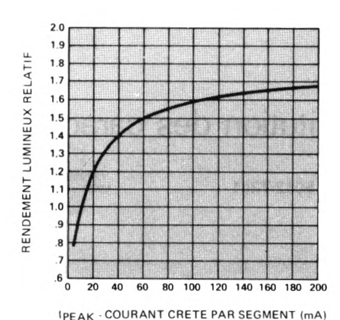


FIGURE 8 – Efficacité lumineuse relative en fonction du courant crête par segment

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Le substrat des afficheurs est directement constitué par la carte de circuit imprimé. Une lentille moulée séparément recouvre les chiffres. La lentille, en matériau à base de résine acrylique/styrène, est assez fragile : il est donc recommandé de manipuler les afficheurs avec soin.

L'interconnexion des afficheurs peut se faire soit en soudant des broches dans les trous métallisés des pistes de sortie, soit en introduisant directement la carte dans un connecteur encartable. La température et le temps de soudage ne doivent pas dépasser 230°C et 3 s et uniquement sur l'extrémité des pistes. Toute application d'une température supérieure à 85°C sur une autre partie du circuit risque de l'endommager irrémédiablement. Il est recommandé d'utiliser une soudure à base de résine ou une soudure en fil avec un flux décapant basse température.

Les pistes du circuit sont argentées. Pour éviter la formation d'oxyde (Ag_2S) qui rendraient la soudure difficile, conserver les afficheurs dans un emballage hermétique jusqu'à leur utilisation. De plus amples renseignements sur le stockage, la manipulation et le nettoyage des produits argentés vous sont fournis par le Bulletin d'Application Hewlett-Packard n° 3.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET OPTIQUES

Les chiffres de cette série d'afficheurs sont constitués par une puce monolithique GaAsP supportant les sept segments ainsi que le point décimal. Les segments de chaque chiffre et le point décimal sont interconnectés et forment un réseau de 8xN, N représentant le nombre de chiffres de l'afficheur. Chaque puce est située sous une lentille grossissante en plastique. La lecture est encore satisfaisante avec un décalage de 20° par rapport à l'axe. Les caractères sont décodés par un décodeur/amplificateur sept segments classique.

Les réflexions extérieures peuvent être éliminées et le contraste amélioré avec les filtres suivants : Plexiglass 2423, Panalgraphic 60 ou 63, Homalite 100-1600 (ou équivalents). Les caractères sont décodés par un décodeur/amplificateur sept segments classique.

Dimensions

BOITIER 5082-7441

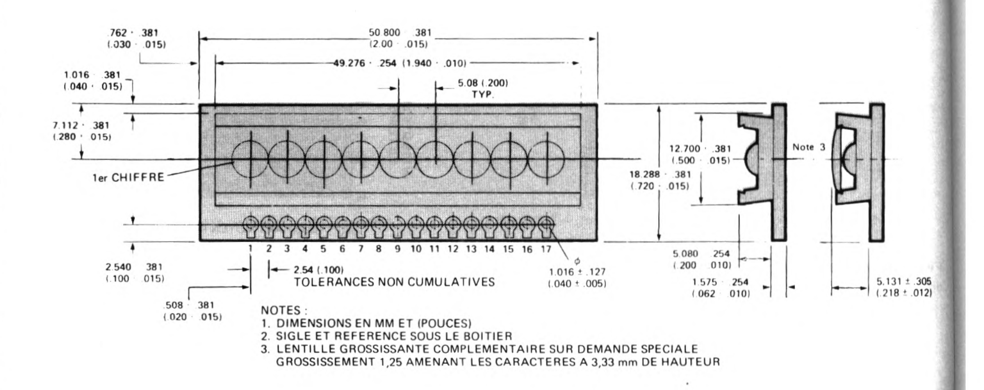
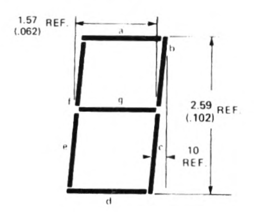


FIGURE 9

Constitution des caractères

Référence : 5082-7241



NOTE : DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)

FIGURE 10

BROCHAGE

5082-7241			
Broche n°	Fonction	Broche n°	Fonction
1	1er chiffre - Cathode	10	Segment d - Anode
2	Segment c - Anode	11	6ème chiffre - Cathode
3	2ème chiffre - Cathode	12	Segment g - Anode
4	pd (11) - Anode	13	7ème chiffre - Cathode
5	3ème chiffre - Cathode	14	Segment b - Anode
6	Segment a - Anode	15	8ème chiffre - Cathode
7	4ème chiffre - Cathode	16	Segment f - Anode
8	Segment e - Anode	17	9ème chiffre - Cathode
9	5ème chiffre - Cathode		

Note :
11. pd = point décimal

Dimensions

BOITIER 5082-7446

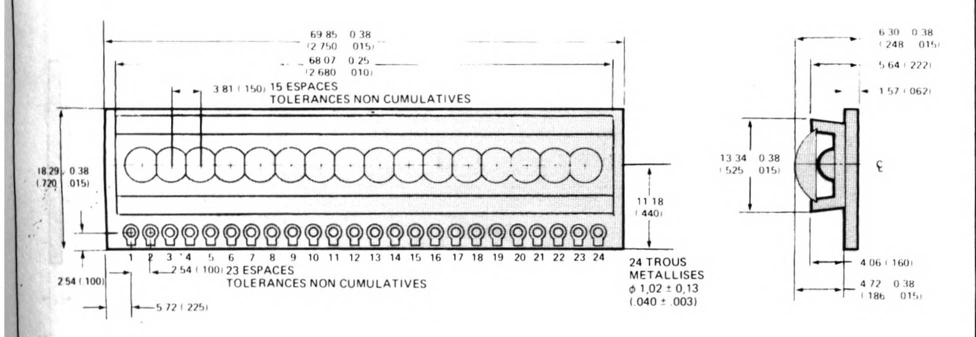
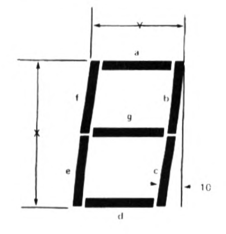


FIGURE 11

Constitution des caractères



Référence	X	Y
5082-7446	2.92 (.115)	1.40 (.055)

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. TOUTES TOLERANCES ± 0,38 mm (± .015 in), SAUF MENTIONS CONTRAIRES

FIGURE 12

BROCHAGE

5082-7446			
Broche n°	**Fonction**	**Broche n°**	**Fonction**
1	Cathode - Chiffre 1	13	Cathode - Chiffre 9
2	Cathode - Chiffre 2	14	Anode - Segment c
3	Cathode - Chiffre 3	15	Cathode - Chiffre 10
4	Cathode - Chiffre 4	16	Anode - Segment g
5	Cathode - Chiffre 5	17	Cathode - Chiffre 11
6	Anode - Segment e	18	Anode - Segment b
7	Cathode - Chiffre 6	19	Cathode - Chiffre 12
8	Anode - Segment d	20	Anode - Segment f
9	Cathode - Chiffre 7	21	Cathode - Chiffre 13
10	Anode - Segment a	22	Cathode - Chiffre 14
11	Cathode - Chiffre 8	23	Cathode - Chiffre 15
12	Anode - Segment pd	24	Cathode - Chiffre 16

Dimensions

BOITIERS 5082-7285 ET -7295

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. TOLERANCES ± 0,203 mm (± .008 in)

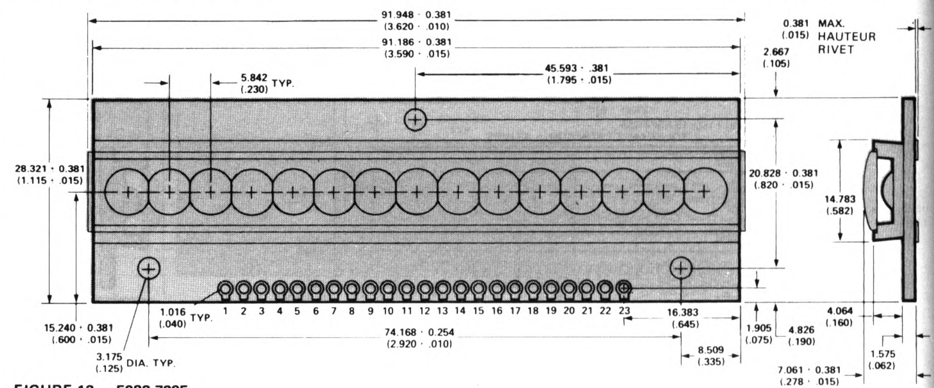


FIGURE 13 – 5082-7295

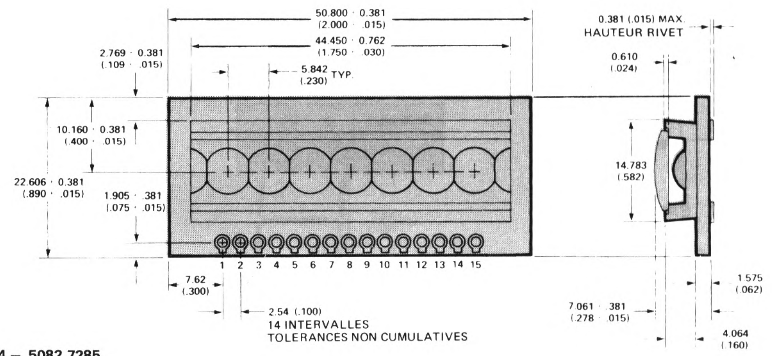
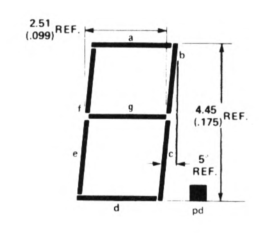


FIGURE 14 – 5082-7285

Constitution des caractères

Références : 5082-7285
5082-7295



NOTE : DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)

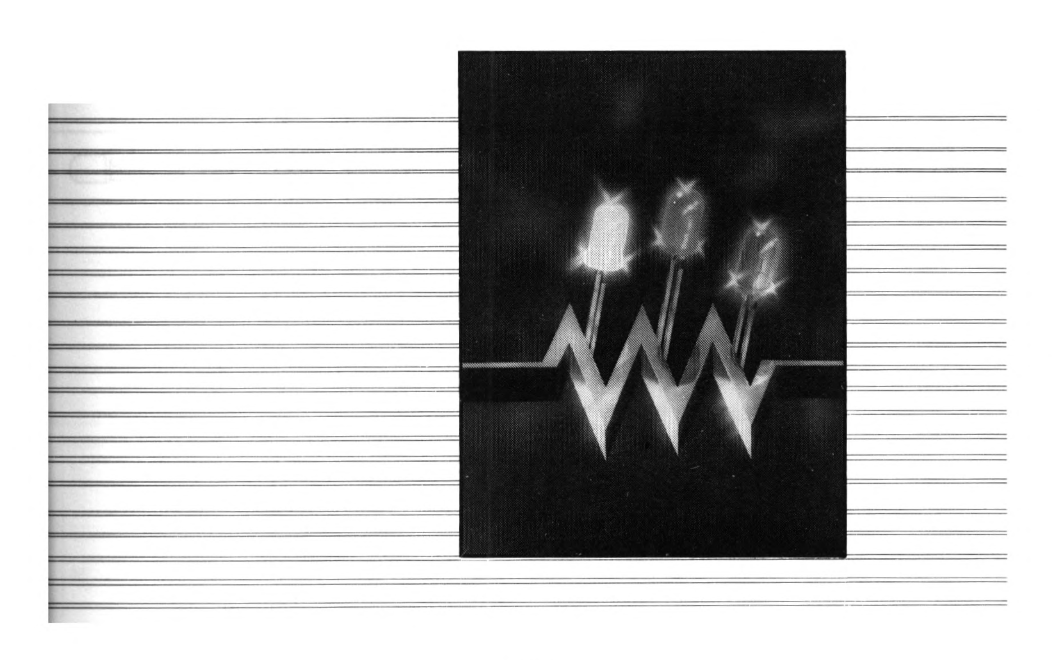
FIGURE 15

BROCHAGE

Broche n°	Fonction 5082-7285	Fonction 5082-7295
1	Anode segment b	Cathode chiffre 1
2	Anode segment g	Cathode chiffre 2
3	Anode segment e	Cathode chiffre 3
4	Cathode chiffre 1	Cathode chiffre 4
5	Cathode chiffre 2	Anode segment pd
6	Cathode chiffre 3	Cathode chiffre 5
7	Cathode chiffre 4	Anode segment c
8	Cathode chiffre 5	Cathode chiffre 6
9	Cathode chiffre 6	Anode segment e
10	Cathode chiffre 7	Cathode chiffre 7
11	Anode segment pd	Anode segment a
12	Anode segment d	Cathode chiffre 8
13	Anode segment c	Anode segment g
14	Anode segment a	Cathode chiffre 9
15	Anode segment f	Anode segment d
16		Cathode chiffre 10
17		Anode segment f
18		Cathode chiffre 11
19		Anode segment b
20		Cathode chiffre 12
21		Cathode chiffre 13
22		Cathode chiffre 14
23		Cathode chiffre 15

Diodes électroluminescentes

- *Guide de sélection*
- *DEL rouges haut rendement, jaunes, vertes*
- *DEL ∅ 5 mm (T-1 3/4) et ∅ 3 mm (T-1)*
- *DEL rectangulaires et subminiatures*
- *DEL intégrées*
- *DEL hermétiques*
- *Kit de montage sur panneau des DEL ∅ 5 mm*



DEL ultra-lumineuses

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension inverse typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	∅ 5 mm T-1 3/4	HLMP-3750	Rouge haut rendement		120 mcd à 20 mA	24°	2,2 V à 20 mA	
		HLMP-3850	Jaune		140 mcd à 20 mA			
		HLMP-3950	Verte		120 mcd à 20 mA		2,3 V à 20 mA	
	∅ 5 mm T-1 3/4 Profil bas	HLMP-3390	Rouge haut rendement			32°		
		HLMP-3490	Jaune	non teintée non diffusante	55 mcd à 20 mA		2,2 V à 20 mA	173
		HLMP-3590	Verte				2,3 V à 20 mA	
	∅ 3 mm T-1	HLMP-1340	Rouge haut rendement			45°	2,2 V à 20 mA	
		HLMP-1440	Jaune		35 mcd à 20 mA			
		HLMP-1540	Verte				2,3 V à 20 mA	

Notes :

1. ⊖ 1/2 est l'angle pour lequel l'intensité lumineuse est la moitié de celle sur l'axe principal.
2. Longueur d'onde dominante.
3. Montable sur panneau. Kit de montage HLMP-0103.
4. Montable sur carte de circuits imprimés.
5. Qualification et approbation pour toutes applications militaires,de grande fiabilité.
6. Version JAN et JAN TX disponibles.

DEL Rouges haut rendement, jaunes, vertes hautes performances

Modèle	Boîtier	Référence	Description: Couleur (2)	Description: Lentille	Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension directe typique	Page
	∅ 5 mm T-1 3/4 (3)	HLMP-3300 (5082-4650)	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	3,5 mcd à 10 mA	90°	2,2 V à 10 mA	184
		HLMP-3301 (5082-4655)			7 mcd à 10 mA			
		HLMP-4600			10 mcd à 20 mA	32°		181
		HLMP-4601			20 mcd à 20 mA			
		HLMP-3315 (5082-4657)		Rouge non diffusante	18 mcd à 10 mA	35°		184
		HLMP-3316 (5082-4658)			30 mcd à 10 mA			
		HLMP-3400 (5082-4550)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante	4 mcd à 10 mA	90°		
		HLMP-3401 (5082-4555)			8 mcd à 10 mA			
		HLMP-3415 (5082-4557)		Jaune non diffusante	18 mcd à 10 mA	35°		
		HLMP-3416 (5082-4558)			30 mcd à 10 mA			
		HLMP-3502	Verte (569 nm)	Verte diffusante	6 mcd à 20 mA	75°	2,3 V à 20 mA	177
		HLMP-3507			12 cmd à 20 mA			
		HLMP-3517		Verte non diffusante	25 mcd à 20 mA	24°		
		HLMP-3519			50 mcd à 20 mA			
	∅ 5 mm T-1 3/4	HLMP-4610	Rouge haut rendement	Rouge diffusante	10 mcd à 20 mA	32°	2,2 V à 10 mA	181

DEL Rouges haut rendement, jaunes, vertes hautes performances (suite)

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2Θ 1/2 (1)	Tension inverse typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	∅ 5 mm T-1 3/4 profil bas	HLMP-3350 (5082-4690)	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	3,5 mcd à 10 mA	50°		188
		HLMP-3351 (5082-4693)			7 mcd à 10 mA			
		HLMP-3365 (5082-4694)		Rouge non diffusante	10 mcd à	45°		
		HLMP-3366 (5082-4695)			18 mcd à 10 mA			
		HLMP-3450 (5082-4590)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante	4 mcd à 10 mA	50°	2,2 V à 10 mA	
		HLMP-3451 (5082-4592)			10 mcd à 10 mA			
		HLMP-3465 (5082-4595)		Jaune non diffusante	12 mcd à 10 mA	45°		
		HLMP-3466 (5082-4597)			18 mcd à 10 mA			
		HLMP-3553	Verte (569 nm)	Verte diffusante	8 mcd à 20 mA	50°	2,4 V à 20 mA	177
		HLMP-3554			15 mcd à 20 mA			
		HLMP-3567		Verte non diffusante	15 mcd à 20 mA	40°		
		HLMP-3568			35 mcd à 20 mA			
	∅3 mm T-1 (4)	HLMP-1300	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	2 mcd à 10 mA	60°	2,2 V à 10 mA	198
		HLMP-1301			2,5 mcd à 10 mA			
		HLMP-1302			4 mcd à 10 mA			
		HLMP-1320		Non teintée non diffusante		45°		
		HLMP-1321		Rouge non diffusante				
		HLMP-1400	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante	2 mcd à 10 mA	60°		
		HLMP-1401			3 mcd à 10 mA			
		HLMP-1402			4 mcd à 10 mA			
		HLMP-1420		Non teintée non diffusante		45°		
		HLMP-1421		Jaune non diffusante				
		HLMP-1503	Verte (569 nm)	Verte diffusante	5 mcd à 20 mA	60°	2,3 V à 20 mA	177
		HLMP-1523			10 mcd à 20 mA			
		HLMP-1520		Non teintée non diffusante	4 mcd à 20 mA	45°		198
		HLMP-1521		Verte non diffusante				

DEL Rouge haut rendement, jaunes, vertes, hautes performances (suite)

Modèle	Boîtier	*	Référence	Couleur (2)	Lentille	Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension inverse typique	Page
	∅3 mm T-1 profil bas (4)		HLMP-1350	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	2 mcd à 10 mA	54°	2,2 V à 10 mA	202
			HLMP-1450	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
			HLMP-1550	Verte (569 nm)	Verte diffusante	2 mcd à 20 mA		2,3 V à 20 mA	
	Rectangulaire		HLMP-0300	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	2,5 mcd à 20 mA	100°	2,5 V à 20 mA	205
			HLMP-0301			5 mcd à 20 mA			
			HLMP-0400	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante	2,5 mcd à 20 mA			
			HLMP-0401			5 mcd à 20 mA			
			HLMP-0503	Verte (569 nm)	Verte diffusante	2,5 mcd à 20 mA		2,3 V à 20 mA	177
			HLMP-0504			5 mcd à 20 mA			
	Sub-miniature à sorties radiales		HLMP-6300 (5082-4160)	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	3 mcd à 10 mA	80°	2,2 V à 10 mA	212
			HLMP-6400 (5082-4150)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante		90°		
			HLMP-6500 (5082-4190)	Verte (569 nm)	Verte diffusante		70°	2,3 V à 20 mA	
	Barrettes de DEL Sub-minia-tures	3 4 5 6 8	HLMP-6653 HLMP-6654 HLMP-6655 HLMP-6656 HLMP-6658	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante		80°	2,2 V à 10 mA	208
		3 4 5 6 8	HLMP-6753 HLMP-6754 HLMP-6755 HLMP-6756 HLMP-6758	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante		90°		
		3 4 5 6 8	HLMP-6852 HLMP-6854 HLMP-6855 HLMP-6856 HLMP-6858	Verte (569 nm)	Verte diffusante		70°	2,3 V à 10 mA	

* Nombre de DEL par barrette.

DEL rouges

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2Θ 1/2 (1)	Tension inverse typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	Ø 5 mm T-1 3/4 (3)	HLMP-3000 (5082-4850)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	2 mcd à 20 mA	95°	1,6 V à 20 mA	194
		HLMP-3001 (5082-4855)			4 mcd à 20 mA			
		HLMP-3002			3 mcd à 20 mA	90°		
		HLMP-3050		Rouge non diffusante	2,5 mcd à 20 mA	24°		
		HLMP-0101 (5082-4440)		Rouge diffusante	1 mcd à 20 mA	75°		196
		HLMP-0102 (5082-4403)			2 mcd à 20 mA			
		HLMP-0140 (5082-4444) (4)			1 mcd à 20 mA			
		HLMP-0141 (5082-4415) (4)			2 mcd à 20 mA			
		HLMP-6200 (5082-4880)				58°		
		HLMP-0202 (5082-4882)			3 mcd à 20 mA			
		HLMP-0220 (5082-4883)		Non teintée non diffusante	2 mcd à 20 mA	50°		
		HLMP-0222 (5082-4885)			3 mcd à 20 mA			
		HLMP-0240 (5082-4886)		Non teintée diffusante	2 mcd à 20 mA	65°		
		HLMP-0242 (5082-4888)			3 mcd à 20 mA			

DEL rouges

Modèle	Boîtier	Référence	Description: Couleur (2)	Description: Lentille	Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension directe typique	Page
	Ø mm T-1 3/4 Profil bas	HLMP-3200 (5082-4790)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	2 mcd à 20 mA	60°	1,6 V à 20 mA	188
		HLMP-3201 (5082-4791)			4 mcd à à 20 mA			
	Ø 3 mm T-1 (4)	HLMP-1000 (5082-4480)			1 mcd à 20 mA	125°		203
		HLMP-1002 (5082-4494)			2,5 mcd à 20 mA			
		HLMP-1080 (5082-4483)		Non teintée diffusante	1,5 mcd à 20 mA			
		HLMP-1071 (5082-4486)		Non teintée, non diffusante	2 mcd à 20 mA	80°		
	Ø 3 mm T-1 profil bas (4)	HLMP-1200 (5082-4487)		Non teintée non diffusante	1 mcd à 20 mA	120°		
		HLMP-1201 (5082-4488)			2,5 mcd à 20 mA			
	Submi-niatures	HLMP-6000 (5082-4100)		Rouge diffusante	1 mcd à 10 mA	45°	1,6 V à 10 mA	212
		HLMP-6001 (5082-4101)			1,5 mcd à 10 mA			
	Barret. de DEL submi-niatures	3* HLMP-6203			1,2 mcd à 10 mA			208
		4* HLMP-6204						
		5* HLMP-6205						
		6* HLMP-6206						
		8* HLMP-6208						

* Nombre de DEL par barrette.

DEL intégrées

Modèle	Boîtier	Référence	Description: Couleur (2)	Description: Lentille	Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Courant direct typique	Page
	Ø 3 mm T-1 (4)	HLMP-1120 (5082-4468)	Rouge (640 nm)	Non teintée diffusante	1,5 mcd à 5 V	70°	16 mA à 5 V	218
		HLMP-1142 (5082-4732)		Rouge diffusante	0,7 mcd à 2,75 V	95°	13 mA à 2,75 V	222
	Ø 5 mm T-1 3/4 (3)	HLMP-0280 (5082-4860)			2 mcd à 5 V	58°	16 mA à 5 V	218
		HLMP-3105				90°	20 mA	
		HLMP-3112					14 mA à 12 V	
		HLMP-3600	Rouge HR (626 nm)		4 mcd à 5 V		15 mA	
		HLMP-3650	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		HLMP-3680	Vert (569 nm)	Verte diffusante				
	Submi-niatures sorties radiales	HLMP-6600	Rouge haut rendement (626 nm)	Rouge diffusante	2,4 mcd à 5 V		9,6 mA à 5 V	216
		HLMP-6620			0,6 mcd à 5 V		3,5 mA à 5 V	

DEL hermétiques

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension directe typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	Hermé-tique T046 (3)	1N 5765 JAN 1N5765 (4) JANTX 1N5765 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA	70°	1,6 V à 20 mA	
		1N6092 JAN 1N6092 (4) JANTX 1N6092 (4)	Rouge haut rendement (626 nm)		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		1N6093 JAN 1N6093 (4) JANTX 1N6093 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		1N6094 JAN 1N6094 (4) JANTX 1N6094 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	
	A monter sur panneau	5082-4787 HLMP-0930 (4) HLMP-0931 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA		1,6 V à 20 mA	224
		5082-4687 M 19500/519-01 (4) M 19500/519-02 (4)	Rouge haut rendement		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		5082-4587 M 19500/520-01 (4) M 19500/520-02 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		5082-4987 M 19500/521-01 (4) M 19500/521-02 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	

Notes :
1 — ⊖ 1/2 : angle pour lequel l'intensité lumineuse est la moitié de celle sur l'axe principal.
2 — Longueur d'onde crête.
3 — Montable sur circuit imprimé.
4 — Agréés par les organismes militaires pour le montage sur produits de haute fiabilité.

Clip et anneau de retenue pour DEL T-1 3/4

Modèle	Référence		Page
	HLMP-0103 (5082-4707)		230



COMPOSANTS

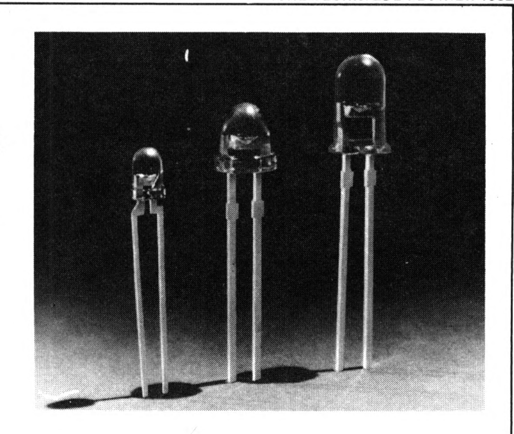
DEL ULTRA-LUMINEUSES

ϕ 5 mm • HLMP-3750, -3850, -3950
ϕ 5 mm, PROFIL BAS • HLMP-3390, -3490, -3590
ϕ 3 mm • HLMP-1340, -1440, -1540

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- LUMINOSITE AMELIOREE
- COULEUR AMELIOREE
- DISPONIBLES EN 3 ET 5 mm DE DIAMETRE
- PATTES RENFORCEES
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES FONCTIONNANT SOUS FAIBLE COURANT
- FIABLES ET ROBUSTES
- TROIS COULEURS AU CHOIX
  Rouge haut rendement
  Jaune super lumineux
  Vert hautes performances



Description

Ces DEL non teintées, non diffusantes surpassent les DEL conventionnelles. Ces performances ont été atteintes en utilisant des matériaux émissifs de plus grande qualité.

Les DEL des séries HLMP-3750, -3390, -1340 sont des diodes au GaAsP sur GaP, émettant dans le rouge. Les DEL des séries HLMP-3850, -3490, -1440 sont des diodes au GaAsP sur GaP émettant dans le jaune. Les DEL des séries HLMP-3950, -3590, -1540 sont des diodes au GaP émettant dans le vert.

Applications

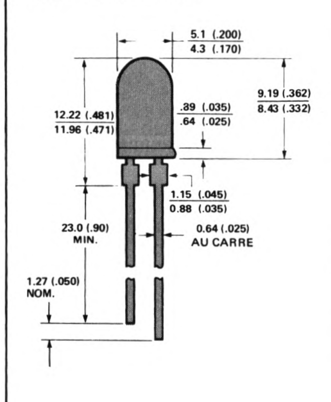
- COMMUTATEURS LUMINEUX
- ECLAIRAGE DE PANNEAUX AVANT PAR TRANSPARENCE
- CONDUITS DE LUMIERE
- TOUCHES LUMINEUSES

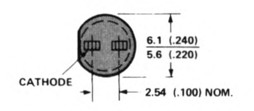
Intensité lumineuse axiale et angle d'ouverture du faisceau à 25°C

Réf. HLMP-	Description	Couleur	I_V (mcd) à 20 mA CC		$2\Theta_{1/2}$ Note	Dessin boîtier
			Min.	Type		
3750	ϕ 5 mm (T-1 3/4)	Rouge	80	125	24°	A
3850		Jaune	80	140	24°	A
3950		Vert	80	120	24°	A
3390	ϕ 5 mm (profil bas, T-1 3/4)	Rouge	35	55	32°	B
3490		Jaune	35	55	32°	B
3590		Vert	35	55	32°	B
1340	ϕ 3 mm (T-1)	Rouge	24	35	45°	C
1440		Jaune	24	35	45°	C
1540		Vert	24	35	45°	C

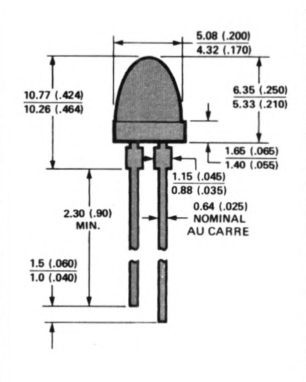
Note :
$\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal

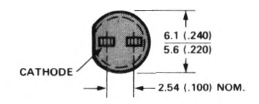
Dimensions



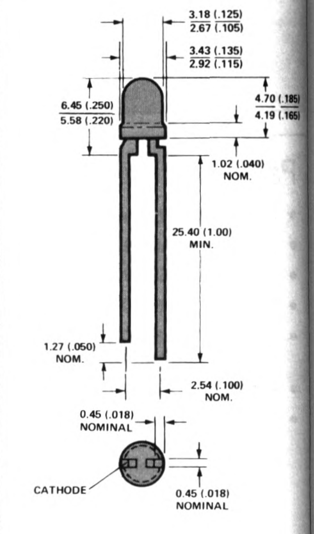


DESSIN «A»
HLMP-3750, -3850, -3950





DESSIN «B»
HLMP-3390, -3490, -3590



DESSIN «C»
HLMP-1340, -1440, -1540

NOTES :
1. TOUTES DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. PATTES ARGENTEES. VOIR BULLETIN D'APPLICATION AB3
3. UNE EXCROISSANCE DE 1 mm D'EPAISSEUR PEUT SE PRODUIRE AU NIVEAU DE LA SORTIE DES BROCHES

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Paramètre	Rouge	Jaune	Vert	Unité
Courant direct crête	90	60	90	mA
Courant direct moyen (1)	25	20	25	mA
Courant CC (2)	30	20	30	mA
Dissipation (3)	135	85	135	mW
Température de fonctionnement et de stockage	– 55°C à + 100°C			
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier)	260°C pendant 5 s			

Notes :
1. Se reporter à la figure 2 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
2. Pour les DEL rouges et vertes, réduire le courant de 0,5 mA/°C au-dessus de 50°C. Pour les DEL jaunes, réduire le courant de 0,2 mA/°C au-dessus de 50°C
3. La dissipation des DEL rouges et vertes diminue de 1,8 mW/°C au-dessus de 25°C, celle des DEL jaunes diminue de 1,6 mW/°C au-dessus de 50°C

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^oC$

Symbole	Description	ϕ 5 mm	ϕ 5 mm profil bas	ϕ 3 mm	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
λ_p	Longueur d'onde crête	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540		635 583 565		nm	Mesuré à crête
λ_d	Longueur d'onde dominante	3750 3850 3950	3390 3990 3590	1340 1440 1540		629 585 569		nm	Note 1
T_S	Temps de réponse	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540		90 90 500		ns	
C	Capacité	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540		16 18 18		pF	$V_F = 0; f = 1$ MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique	3750 3850 3950	3390 3490 3590	 1340 1440 1540		140 140 140 95 95 95		°C/W	Jonction/Fil de sortie cathode (à 0,8 mm du boîtier)
V_F	Tension directe	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540	1,6 1,6 1,6	2,2 2,2 2,3	3 3 3	V	$I_F = 20$ mA (Figure 3)
V_{BR}	Tension inverse	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540	5			V	$I_F = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux	3750 3850 3950	3390 3490 3590	1340 1440 1540		147 570 630		lm/W	Note 2

Notes :

1. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
2. L'intensité radiante, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

ROUGE, JAUNE ET VERT

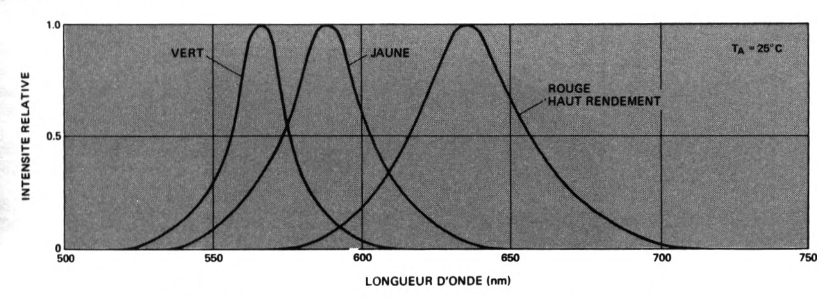


FIGURE 1 — Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde.

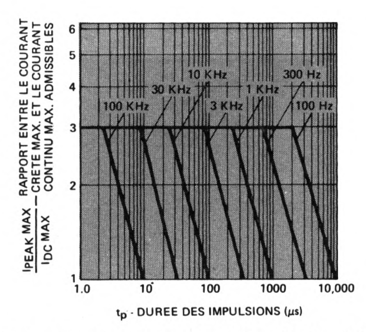


FIGURE 2 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

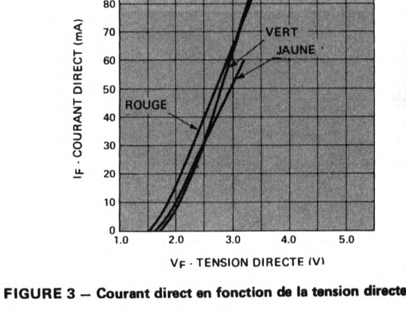


FIGURE 3 — Courant direct en fonction de la tension directe

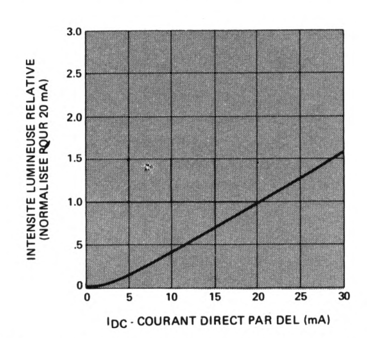


FIGURE 4 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

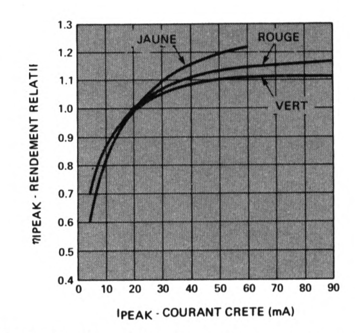


FIGURE 5 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

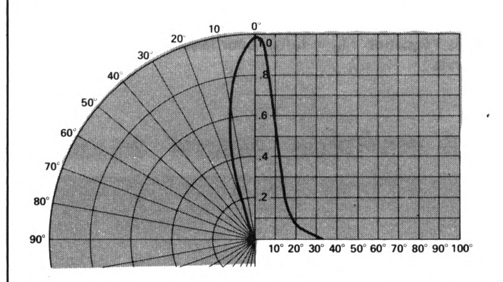


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire, boîtier ϕ 5 mm (T-1 3/4)

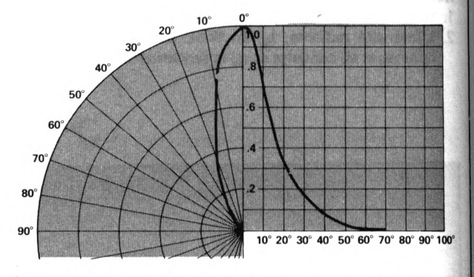


FIGURE 7 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire, boîtier ϕ 5 mm (T-1 3/4), profil bas

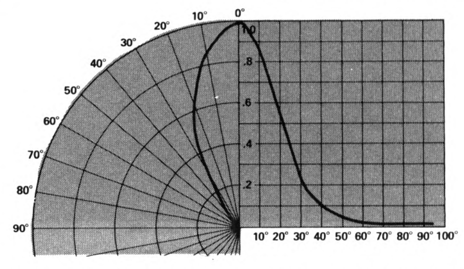


FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire, boîtier ϕ 3 mm (T-1)



COMPOSANTS

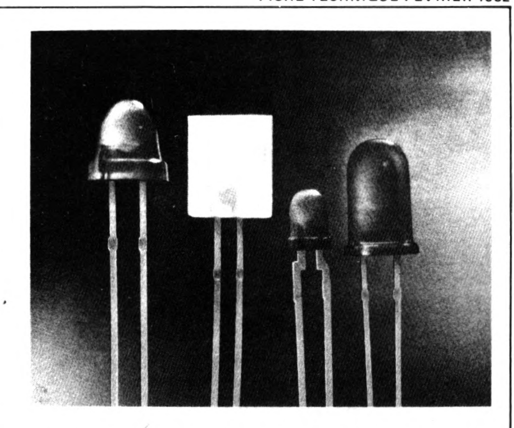
DEL VERTES HAUTES PERFORMANCES

T-1 3/4, DIFFUSANTES • HLMP-3502, -3507
T-1 3/4, NON-DIFFUSANTES • HLMP-3517, -3519
T-1 3/4, PROFIL BAS, DIFFUSANTES • HLMP-3553, -3554
T-1 3/4, PROFIL BAS, NON-DIFFUSANTES • HLMP-3567, -3568
T-1, DIFFUSANTES • HLMP-1503, -1523
RECTANGULAIRES • HLMP-0503, -0504

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- LUMINOSITE AMELIOREE
- COULEUR AMELIOREE
- FONCTIONNEMENT POSSIBLE SOUS FAIBLE COURANT
- OPTIMISATION DES BOITIERS EN VUE D'APPLICATIONS MULTIPLES
- INTERCHANGEABILITE BROCHE POUR BROCHE AVEC NOS FABRICATIONS ANTERIEURES



Description

Ces DEL sont constituées d'une diode électroluminescente au phosphure de gallium émettant dans le vert. Les boîtiers sont teintés en vert pour ne pas être confondus avec des DEL d'autre couleur. Les DEL HLMP-3502/-3507 et HLMP-3553/-3554 en boîtier T-1 3/4 diffusant émettent un faisceau large et ont une esthétique agréable. Les DEL HLMP-3517/-3519 et HLMP-3567/-3568 en boîtier T-1 3/4 non diffusant sont conçues pour fournir l'intensité axiale lumineuse maximale et le meilleur contraste dans des conditions d'éclairage ambiant particulièrement fortes. Les DEL HLMP-1503/-1523 en boîtier T-1 diffusant, à faisceau large, sont destinées aux applications dans lesquelles l'espace est restreint. Les DEL rectangulaires HLMP-0503/-0504 à faisceau large sont destinées aux équipements pour lesquels l'utilisateur préfère ce type de configuration pour des raisons esthétiques ou fonctionnelles.

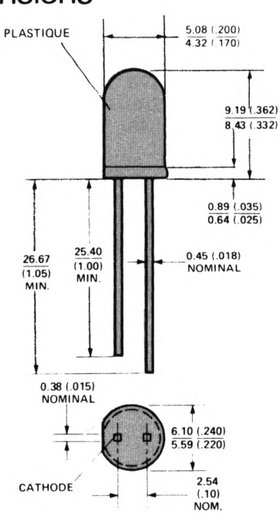
Intensité lumineuse axiale et angle d'ouverture du faisceau à 25°C

Référence HLMP-	Type de boîtier	I_V (mcd) à 20 mA CC		$2\Theta_{1/2}$ (Note 1)	Boîtier modèle
		Min.	Typ.		
3502	T-1 3/4	3	6	75°	A
3507	T-1 3/4	7	12	75°	A
3517	T-1 3/4	12	25	24°	A
3519	T-1 3/4	30	50	24°	A
3553	T-1 3/4, profil bas	3	8	50°	B
3554	T-1 3/4, profil bas	10	15	50°	B
3567	T-1 3/4, profil bas	8	15	40°	B
3568	T-1 3/4, profil bas	20	35	40°	B
1503	T-1	2	5	60°	C
1523	T-1	5	10	60°	C
0503	Rectangulaire	1	2,5	100°	D
0504	Rectangulaire	3	5	100°	D

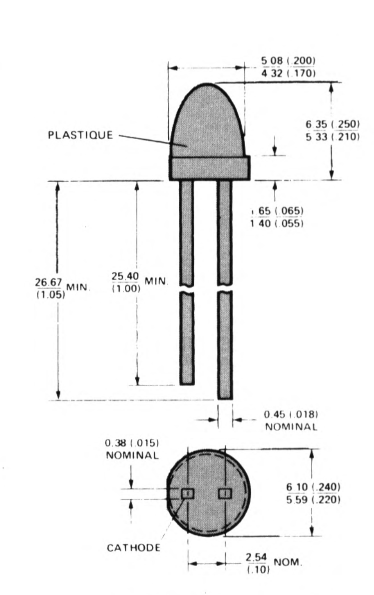
Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal



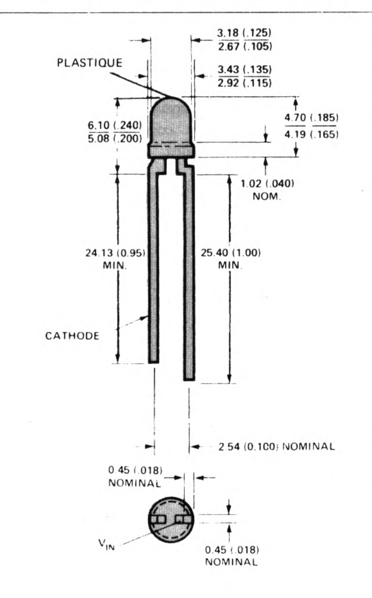
Dimensions



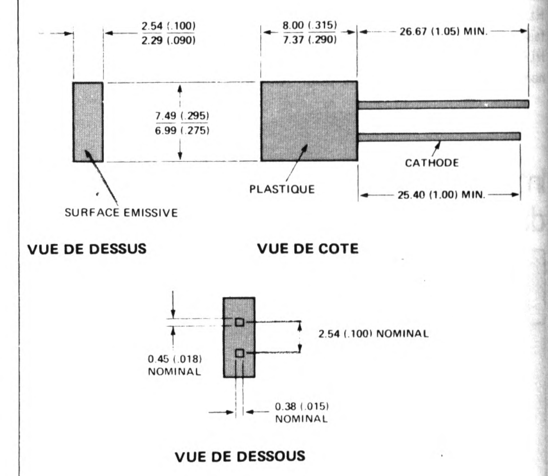
BOITIER MODELE «A»
HLMP-3502/-3507/-3517/-3519



BOITIER MODELE «B»
HLMP-3553/-3554/-3567/-3568



BOITIER MODELE «C»
HLMP-1503/-1523



BOITIER MODELE «D»
HLMP-0503/-0504

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Une excroissance de 1 mm d'épaisseur peut se produire au niveau de la sortie des broches

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Vert	Unité
Courant direct crête	90	mA
Courant direct moyen (1)	25	mA
Courant continu (2)	30	mA
Dissipation (3)	135	mW
Température de fonctionnement et de stockage	– 55°C à + 100°C	
Température de soudage des sorties à 1,6 mm du plan de base	260°C pendant 5 s	

Notes :
1. Se reporter à la figure 4 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
2. Au-dessus de 50°C, réduire le courant de 0,5 mA/°C
3. Au-dessus de 25°C, la dissipation diminue de 1,8 mW/°C

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

Symbole	Description	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions de mesure
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		565		nm	Mesurée à la valeur crête
λ_d	Longueur d'onde dominante		569		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse		500		ns	
C	Capacité		18		pF	$V_F = 0$; f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique : série 3500/0500 série 1500		 145 95		°C/W	Jonction/sortie cathode à 0,79 mm du boîtier
V_F	Tension directe	1,6	2,3	3	V	$I_F = 20$ mA, Figure 1
V_{BR}	Tension inverse	5			V	$I_R = 100\ \mu A$
η_v	Rendement lumineux		630		lm/W	Note 3

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut se calculer à partir de la formule : $I_e = I_v/\eta_v$, pour laquelle I_v est l'intensité lumineuse en candelas et η_v le rendement lumineux en lumens/watt

---

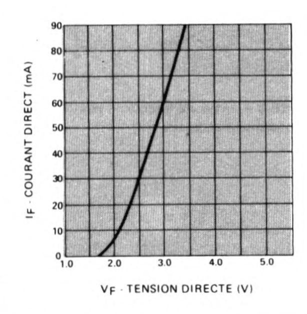


FIGURE 1 – Courant direct en fonction de la tension directe

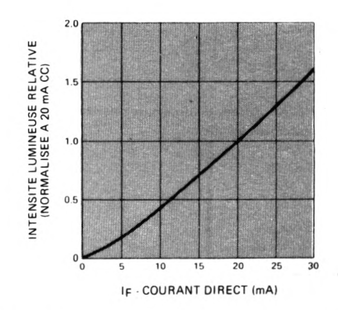


FIGURE 2 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct (continu)

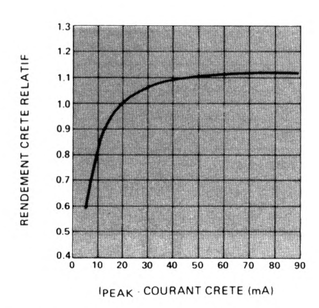


FIGURE 3 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

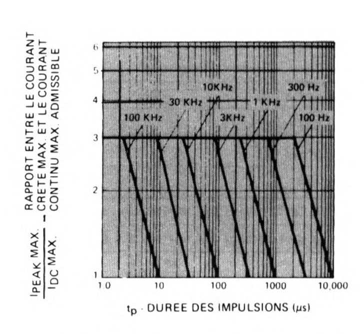


FIGURE 4 — Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} max relevé dans les valeurs limites)

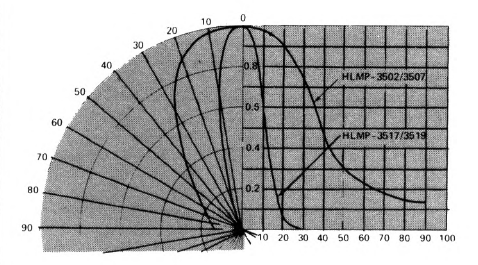


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

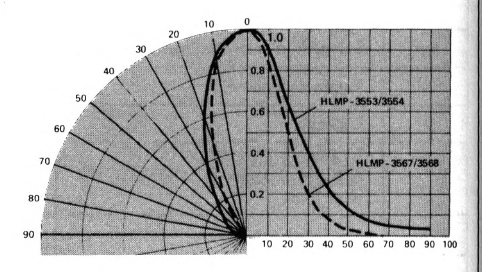


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

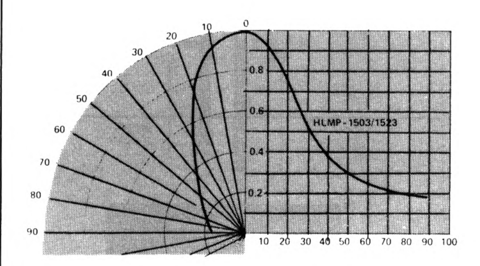


FIGURE 7 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

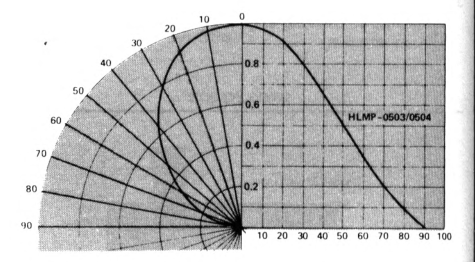


FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

Pour tirer le meilleur profit des informations fournies dans cette fiche technique et utiliser les méthodes de soudage appropriées, consulter la note d'applications 1005



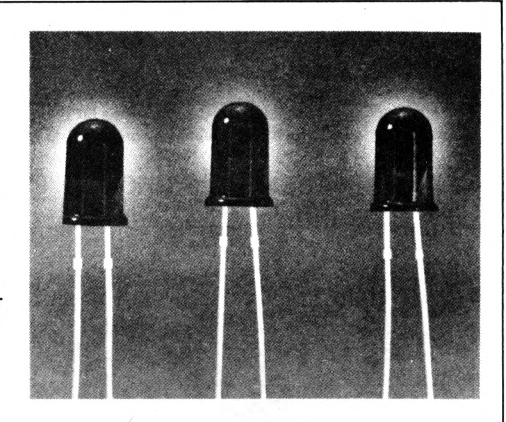
DEL ULTRA-LUMINEUSES

ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIE HLMP-4600

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- TRES FORTE INTENSITE LUMINEUSE
- ROUGE HAUT RENDEMENT
- BOITIER STANDARD ϕ 5 mm
- TRIES PAR INTENSITE LUMINEUSE
- LENTILLE DIFFUSANTE/FAISCEAU ETROIT
- DEL D'USAGE GENERAL, QUEUES POUR CONNEXIONS ENROULEES
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES, FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE COURANT
- FIABLES ET ROBUSTES
- UTILISABLES AVEC SUPPORT HLMP-0103



Description

Les DEL de la série HLMP-4600 sont des diodes au GaAsP sur Gal émettant dans le rouge.

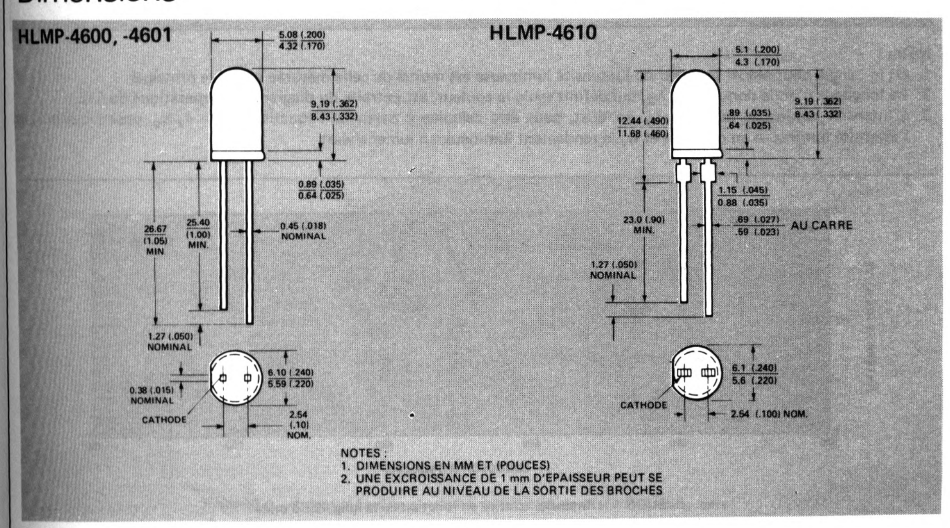
Les DEL HLMP-4600 et -4610 sont des versions usage général. La DEL HLMP-4601 est une DEL sélectionnée en intensité lumineuse.

Les DEL HLMP-4600 et -4601 sont des dispositifs d'éclairage. La DEL HLMP-4610 est une DEL HLMP-4600 avec queues pour connexions enroulées.

Références

Référence	Application	Lentille	Couleur
HLMP-4600 HLMP-4610	Voyant Usage général	Teintée Diffusante	Rouge Haut rendement
HLMP-4601	Voyant Grande brillance	Teintée Diffusante	

Dimensions



Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Paramètre	Série 4600	Unités
Dissipation (1)	135	mW
Courant direct CC (2)	30	mA
Courant direct moyen (3)	25	mA
Courant direct crête en fonctionnement	90	mA
Température de fonctionnement et de stockage	− 55°C à + 100°C	
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier)	260°C pendant 5 s	

Notes :
1. La dissipation diminue de 1,8 mW/°C au-dessus de 25°C
2. Réduire le courant de 0,5 mA/°C au-dessus de 50°C
3. Se reporter à la figure 5 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_V	Intensité lumineuse	4600/10	2	4		mcd	I_F = 10 mA (Fig. 3)
				10		mcd	I_F = 20 mA
		4601	4	8		mcd	I_F = 10 mA
				20		mcd	I_F = 20 mA
$2\Theta_{1/2}$	Largeur du faisceau	4600/01/10		32		deg.	I_F = 10 mA Note 1 (Fig. 6)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête	4600/01/10		635		nm	Mesure à crête (Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante	4600/01/10		626		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse	4600/01/10		90		ns	
C	Capacité	4600/01/10		16		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Puissance thermique	4600/01/10		135		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode (à 0,8 mm du boîtier)
V_F	Tension directe	4600/01/10	1,5	2,2	3	V	I_F = 10 mA (Fig. 2)
V_{BR}	Tension inverse	4600/01/10	5			V	I_R = 100 µA
η_V	Rendement lumineux	4600/01/10		147		lm/W	Note 3

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité lumineuse radiante, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

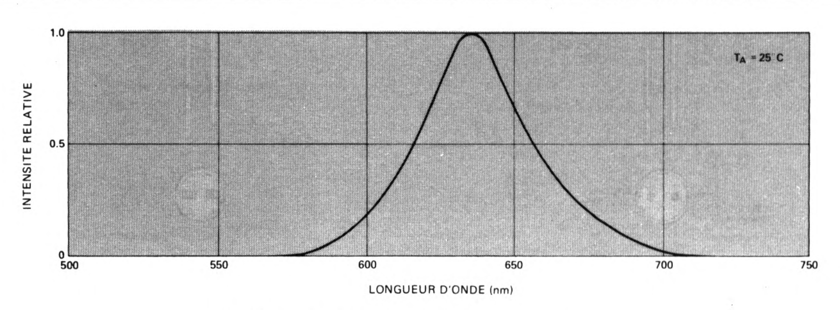


FIGURE 1 — Intensité relative en fonction de la longueur d'onde

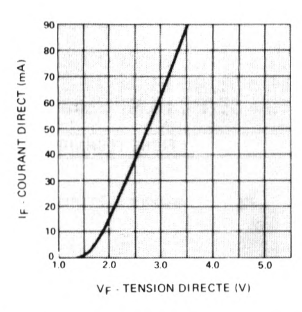


FIGURE 2 – Courant direct en fonction de la tension directe

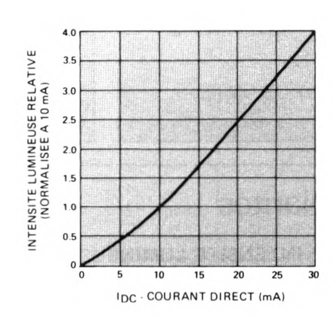


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

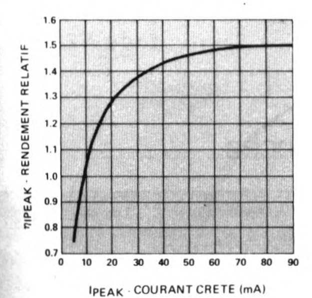


FIGURE 4 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

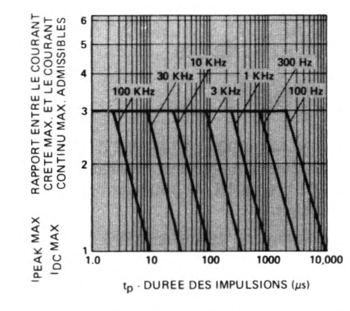


FIGURE 5 – Courant crête maximal admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

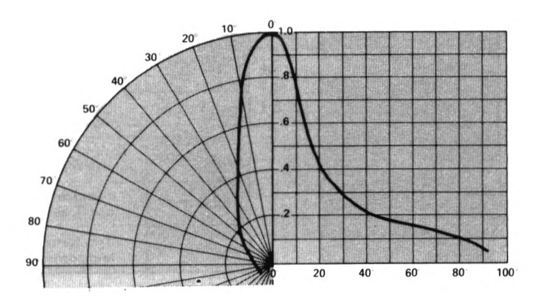


FIGURE 6 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

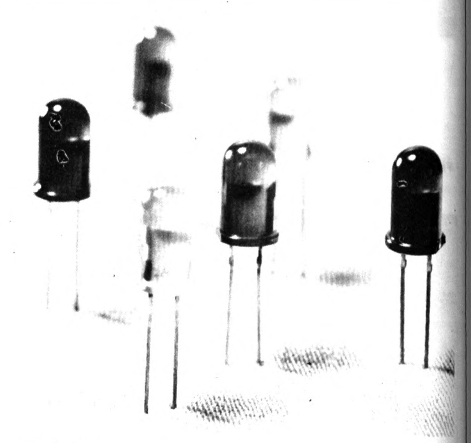
DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES CYLINDRIQUES ⌀ 5 mm (T-1 3/4)

ROUGE Ht RENDEMENT • SERIE HLMP-3300 (5082-4650)
JAUNE • SERIE HLMP-3400 (5082-4550)
VERT Htes PERFORMANCES • SERIE HLMP-3500

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **GRANDE INTENSITE LUMINEUSE**
- **TROIS COULEURS AU CHOIX**
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert
- **BOITIERS T-1 3/4 (5 mm)**
- **CLASSEMENT PAR CATEGORIE LUMINEUSE**
- **LENTILLE DIFFUSANTE A FAISCEAU LARGE OU NON DIFFUSANTE A FAISCEAU ETROIT**
- **USAGE GENERAL**
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES/ FAIBLE COURANT D'ALIMENTATION**
- **ROBUSTES ET FIABLES**

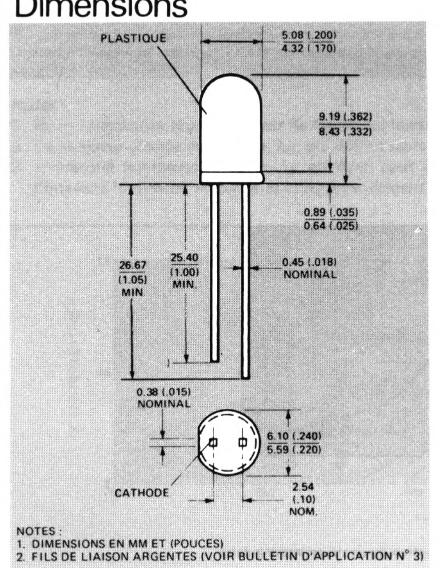


Description

Les DEL série HLMP-3300 et HLMP-3400 sont des diodes GaAsP sur GaP émettant respectivement dans le rouge et le jaune. Les DEL série HLMP-3500 sont des diodes GaP émettant dans le vert.

Chaque famille comprend des diodes à lentille diffusante ou non, en version usage général ou forte luminosité.

Dimensions



NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. FILS DE LIAISON ARGENTES (VOIR BULLETIN D'APPLICATION N° 3)

Références

Référence	Application	Lentille	Couleur
HLMP-3300 (5082-4650)	Voyant Usage général	Diffusante Faisceau large	Rouge Haut rendement
HLMP-3301 (5082-4655)	Voyant - Forte lumière ambiante		
HLMP-3315 (5082-4657)	Source ponctuelle	Non diffusante Faisceau étroit	
HLMP-3316 (5082-4658)	Très forte luminosité		
HLMP-3400 (5082-4550)	Voyant Usage général	Diffusante Faisceau large	Jaune
HLMP-3401 (5082-4555)	Voyant - Forte lumière ambiante		
HLMP-3415 (5082-4557)	Source ponctuelle	Non diffusante Faisceau étroit	
HLMP-3416 (5082-4558)	Très forte luminosité		
HLMP-3502	Voyant Usage général	Diffusante Faisceau large	Vert Hautes performances
HLMP-3507	Voyant - Forte lumière ambiante		
HLMP-3517	Source ponctuelle	Non diffusante Faisceau étroit	
HLMP-3519	Très forte luminosité		

REMARQUES : Les références 5082-4950, -4955, -4957, -4958 sont supprimées et remplacées par les références HLMP-3502, -3507, 3517, -3519 (spécifications différentes).

Caractéristiques électriques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_V	Intensité lumineuse	3300 3301 3315 3316	2 4 12 20	3,5 7 18 30		mcd	I_F = 10 mA (Fig. 8)
		3400 3401 3415 3416	2 4 10 20	4 8 18 30		mcd	I_F = 10 mA (Fig. 8)
		3502 3507 3517 3519	3 7 12 30	6 12 25 50		mcd	I_F = 20 mA (Fig. 13)
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau	3300 3301 3315 3316		90 90 35 35		Deg.	I_F = 10 mA Voir Note 1 (Fig. 6)
		3400 3401 3415 3416		90 90 35 35		Deg.	I_F = 10 mA Voir Note 1 (Fig. 11)
		3502 3507 3517 3519		75 75 24 24		Deg.	I_F = 20 mA Voir Note 1 (Fig. 16)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête	3300 3400 3500		635 583 565		nm	(Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante	3300 3400 3500		626 585 569		nm	Voir Note 2 (Fig. 1)
τ_S	Temps de réponse	3300 3400 3500		90 90 500		ns	
C	Capacité	3300 3400 3500		16 18 18		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique	3300 3400 3500		140		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode (sur le plan de base)
V_F	Tension directe	3300 3400 3500	1,5 1,5 1,6	2,2 2,2 2,4	3 3 3	V	I_F = 10 mA (Fig. 2) I_F = 10 mA (Fig. 7) I_F = 20 mA (Fig. 12)
BV_R	Tension inverse maximale	Tous	5			V	I_R = 100 μA
η_V	Rendement lumineux	3300 3400 3500		147 570 630		lm/W	Voir Note 3

Notes :

1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal.
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE.
3. L'intensité radiante, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/W.

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Série 3300	Série 3400	Série 3500	Unité
Puissance dissipée (3)	135	85	135	mW
Courant direct moyen (1)	25	20	25	mA
Courant continu (2)	30	20	30	mA
Courant direct crête	90	60	90	mA
Température de fonctionnement et de stockage	– 50°C à + 100°C			
Température de soudage des sorties à 1,6 mm du plan de base	260°C pendant 5 s			

Notes :

1. Consulter les figures 5 (rouge), 10 (jaune) ou 15 (vert) pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions.
2. Au-dessus de 50°C, diminue linéairement de 0,5 mA/°C pour les séries rouge et verte et de 0,2 mA/°C pour la série jaune.
3. Au-dessus de 25°C, diminue linéairement de 1,8 mW/°C pour les séries rouge et verte et de 1,6 mW/°C pour la série jaune.

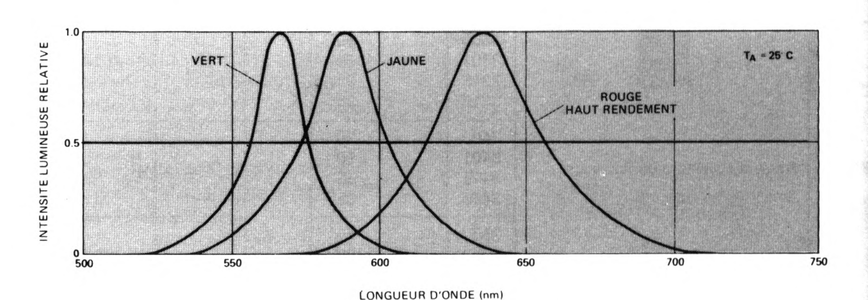


FIGURE 1 — Intensité lumineuse en fonction de la longueur d'onde

ROUGE HAUT RENDEMENT SERIE HLMP-3300

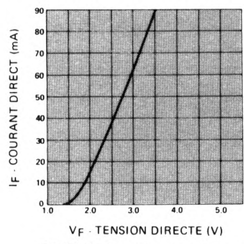


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

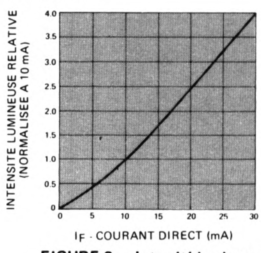


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

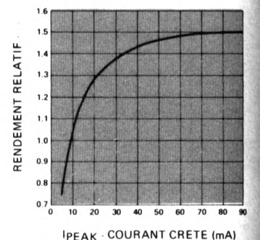


FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

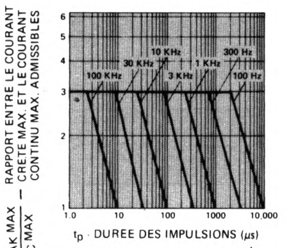


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

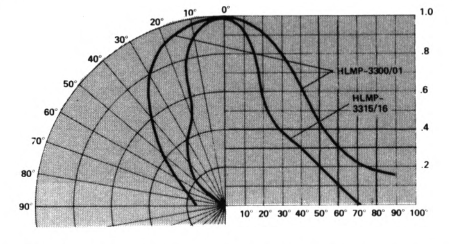


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE SERIE HLMP-3400

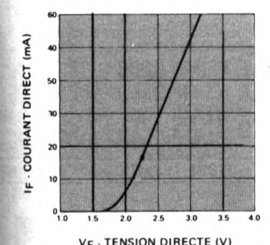


FIGURE 7 — Courant direct en fonction de la tension directe

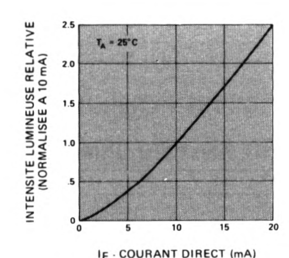


FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

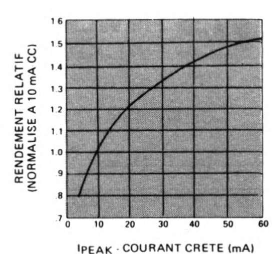


FIGURE 9 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

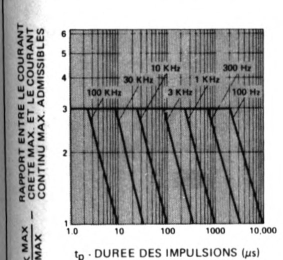


FIGURE 10 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

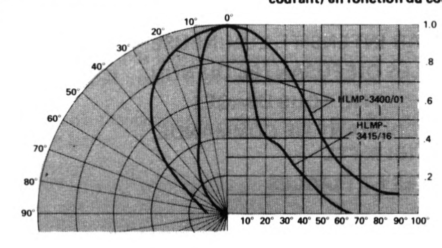


FIGURE 11 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT SERIE HLMP-3500

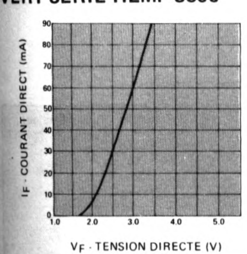


FIGURE 12 — Courant direct en fonction de la tension directe

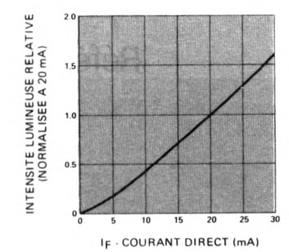


FIGURE 13 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

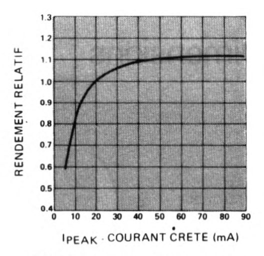


FIGURE 14 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

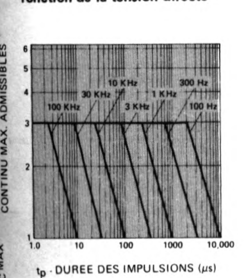


FIGURE 15 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

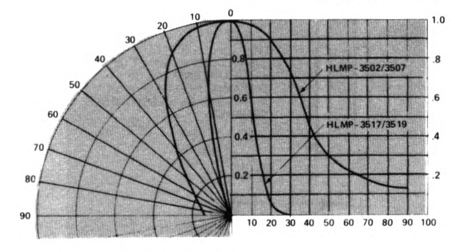


FIGURE 16 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

DEL ∅ 5 mm PROFIL BAS (T-1 3/4)

ROUGE • SERIE HLMP-3200 (5082-4790)
ROUGE Ht RENDEMENT • SERIE HLMP-3350 (5082-4690)
JAUNE • SERIE HLMP-3450 (5082-4590)
VERT Htes PERFORMANCES • SERIE HLMP-3550 (5082-4990)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

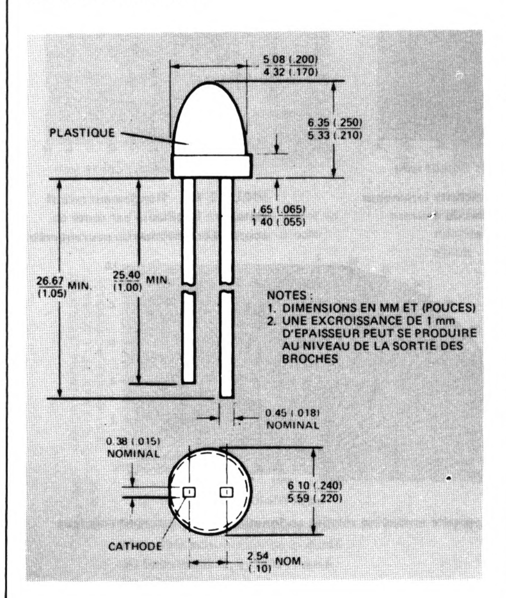
- GRANDE INTENSITE LUMINEUSE
- PROFIL BAS : HAUTEUR NOMINALE 5,8 mm
- DIAMETRE 5 mm (BOITIER T-1 3/4)
- TRIES PAR INTENSITE LUMINEUSE
- LENTILLES DIFFUSANTES OU NON
- FILS DE SORTIE TOUS USAGES
- FAIBLE COURANT DE COMMANDE, COMPATIBLE TTL
- ROBUSTES ET FIABLES

Description

Les DEL de la série HLMP-3200 au GaAsP émettent dans le rouge (voir tableau).
Les DEL haut rendement de la série HLMP-3350 au GaAsP sur GaP émettent dans le rouge.
Les DEL de la série HLMP-3450 au GaAsP sur GaP émettent dans le jaune.
Les DEL de la série HLMP-3550 au GaP émettent dans le vert.

Les DEL 5 mm profil bas (boîtier T-1 3/4) réduisent l'encombrement et sont parfaites pour l'éclairage par transparence.

Dimensions



Références

Référence	Application	Lentille	Couleur
HLMP-3200 (5082-4790)	Indicateur Usage général	Diffusante Faisceau large Teintée	Rouge
HLMP-3201 (5082-4791)	Indicateur Grande luminosité		
HLMP-3350 (5082-4690)	Indicateur Usage général	Diffusante Faisceau large Teintée	Rouge Haut rendement
HLMP-3351 (5082-4693)	Indicateur Grande luminosité		
HLMP-3365 (5082-4694)	Source ponctuelle Usage général	Non diffusante Faisceau étroit Teintée	
HLMP-3366 (5082-4695)	Annonciateur Grande luminosité		
HLMP-3450 (5082-4590)	Indicateur Usage général	Diffusante Faisceau large Teintée	Jaune
HLMP-3451 (5082-4592)	Indicateur Grande luminosité		
HLMP-3465 (5082-4595)	Source ponctuelle Usage général	Non diffusante Faisceau étroit Teintée	
HLMP-3466 (5082-4597)	Annonciateur Grande luminosité		
HLMP-3553	Indicateur Usage général	Diffusante Faisceau large Teintée	Vert Hautes performances
HLMP-3554	Indicateur Grande luminosité		
HLMP-3567	Source ponctuelle Usage général	Non diffusante Faisceau étroit Teintée	
HLMP-3568	Annonciateur Grande luminosité		

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^o C$

Paramètre	Rouge Série -3200	Rouge haut rendement Série -3350	Jaune Série -3450	Vert Série -3505, -3560	Unité
Puissance dissipée (3)	100	135	85	135	mW
Courant direct moyen (1)	50	25	20	25	mA
Courant direct crête	1000	90	60	90	mA
Courant CC (2)	50	30	20	30	mA
Température de stockage et de fonctionnement	– 55°C à + 100°C				
Température de soudage (à 1,6 mm min. du boîtier)	– 260°C pendant 5 s				

Notes :

1. Se reporter aux figures 5, 10, 15 et 20 pour déterminer les conditions de fonctionnement en impulsions suivant la couleur
2. Au-dessus de 50°C, réduire le courant de 0,5 mA/°C pour les DEL rouges haut rendement et vertes, et de 0,2 mA/°C pour les DEL rouges et jaunes
3. Au-dessus de 25°C, la puissance dissipée par les DEL rouges haut rendement et vertes diminue de 1,8 mW/°C. Elle diminue de 1,6 mW/°C au-dessus de 50°C pour les DEL rouges et jaunes

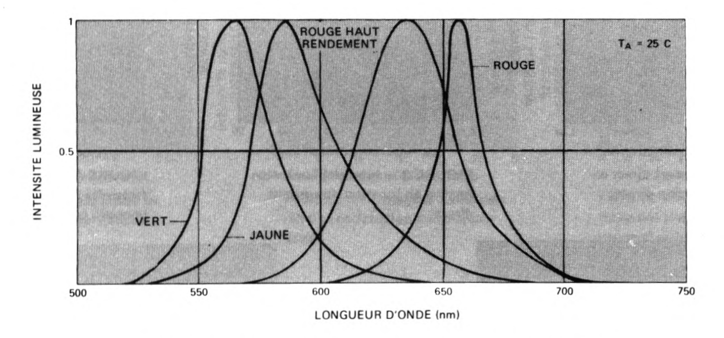


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

ROUGE SERIE HLMP-3200

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_V	Intensité lumineuse axiale	3200 3201	1 2	2 4		mcd	I_F = 20 mA (Fig. 3)
$2\theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau			60		deg.	Note 1 (Fig. 6)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			655		nm	(Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante			648		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse			15		ns	
C	Capacité			100		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
θ_{JC}	Résistance thermique			125		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode à 1,6 mm du boîtier
V_F	Tension directe		1,4	1,6	2	V	I_F = 20 mA (Fig. 2)
V_{BR}	Tension inverse		3	10		V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux			55		lm/W	Note 3

Notes :

1. $\theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée par l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de la formule : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement en lumens/watt

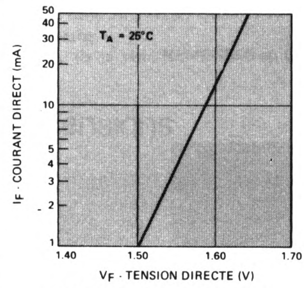


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

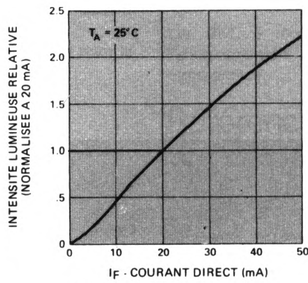


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

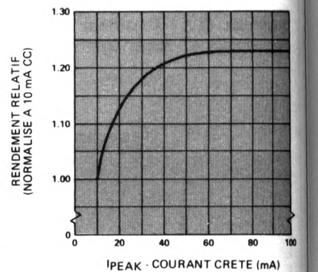


FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

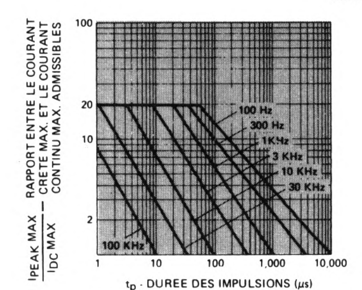


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

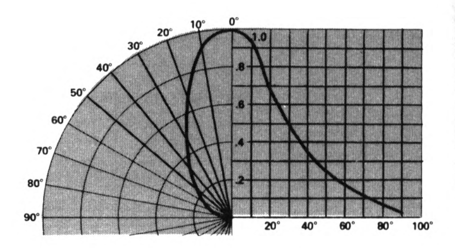


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

ROUGE HAUT RENDEMENT SERIE HLMP-3350

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_V	Intensité lumineuse axiale	3350 3351 3365 3366	2 5 7 12	3,5 7 10 18		mcd	$I_F = 10$ mA (Fig. 8)
$2\theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau	3350 3351 3365 3366		50 50 45 45		deg.	Note 1 (Fig. 11)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			635		nm	(Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante			626		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse			90		ns	
C	Capacité			16		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
θ_{JC}	Résistance thermique			130		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode à 1,6 mm du boîtier
V_F	Tension directe		1,5	2,2	3	V	$I_F = 10$ mA (Fig. 7)
V_{BR}	Tension inverse		5			V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux			147		lm/W	Note 3

Notes :

1. $\theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée par l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de la formule : $I_e = I_v/\eta_v$, pour laquelle I_v est l'intensité lumineuse en candelas et η_v le rendement en lumens/watt

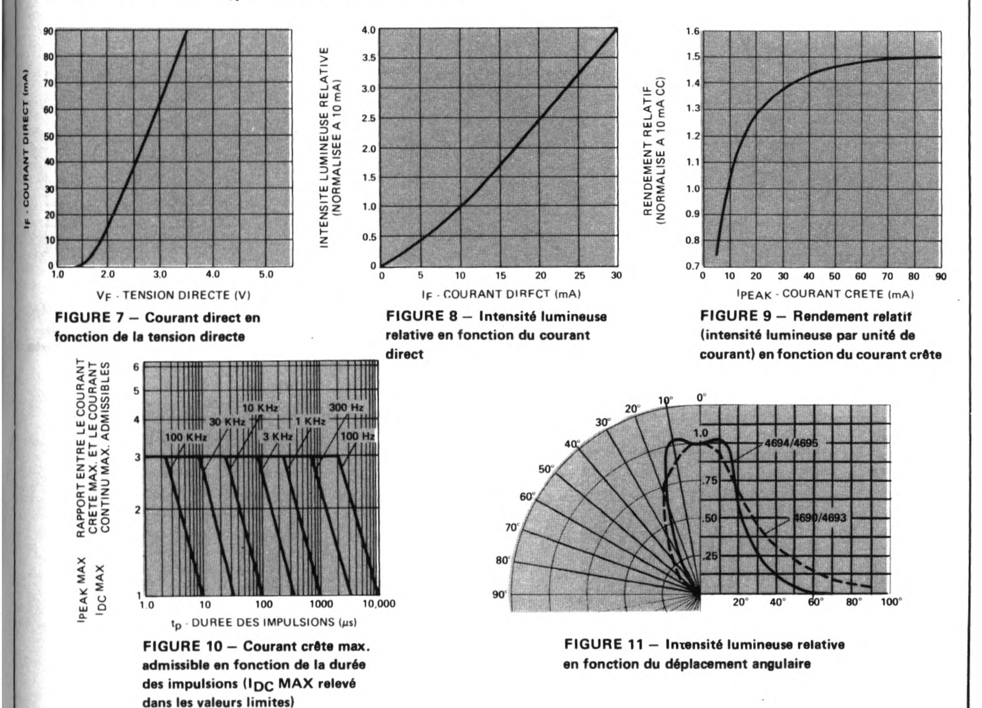


FIGURE 7 — Courant direct en fonction de la tension directe

FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

FIGURE 9 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

FIGURE 10 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

FIGURE 11 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE SERIE HLMP-3450

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_v	Intensité lumineuse axiale	3450 3451 3465 3466	2,5 6 6 12	4 10 12 18		mcd	I_F = 10 mA (Fig. 13)
$2\theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau	3450 3451 3465 3466		50 50 45 45		deg.	Note 1 (Fig. 16)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			583		nm	(Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante			585		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse			90		ns	
C	Capacité			18		pF	V_F = 0, f = 1 MHz
θ_{JC}	Résistance thermique			100		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode à 1,6 mm du boîtier
V_F	Tension directe		1,5	2,2	3	V	I_F = 10 mA (Fig. 12)
V_{BR}	Tension inverse		5			V	I_R = 100 μA
η_v	Rendement lumineux			570		lm/W	Note 3

Notes :

1. $\theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée par l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de la formule : $I_e = I_v/\eta_v$, pour laquelle I_v est l'intensité lumineuse en candelas et η_v le rendement en lumens/watt

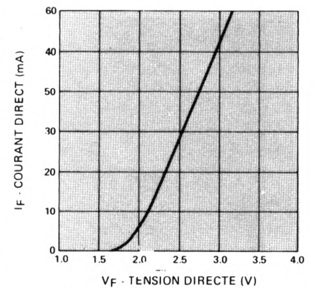


FIGURE 12 — Courant direct en fonction de la tension directe

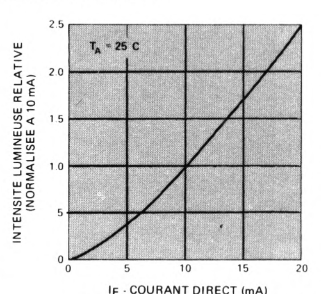


FIGURE 13 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

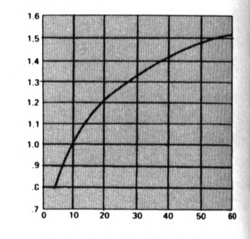


FIGURE 14 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

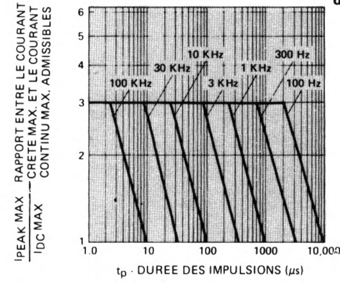


FIGURE 15 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

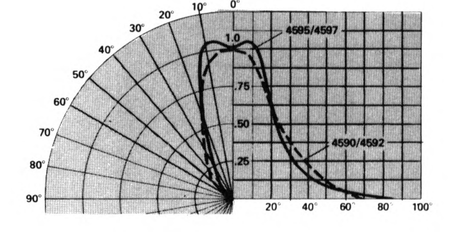


FIGURE 16 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT SERIE HLMP-3550

Symbole	Paramètre	Réf. HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
I_V	Intensité lumineuse axiale	3553 3554 3567 3568	3 10 8 20	8 15 15 35		mcd	I_F = 20 mA (Fig. 18)
$2\theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau	3553 3554 3567 3568		50 50 40 40		deg.	Note 1 (Fig. 21)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête			565		nm	(Fig. 1)
λ_d	Longueur d'onde dominante			569		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse			500		ns	
C	Capacité			18		pF	V_F = 0, f = 1 MHz
θ_{JC}	Résistance thermique			90		°C/W	Jonction/fil de sortie cathode à 1,6 mm du boîtier
V_F	Tension directe		1,6	2,3	3	V	I_F = 20 mA (Fig. 17)
V_{BR}	Tension inverse		5			V	I_R = 100 μA
η_V	Rendement lumineux			630		lm/W	Note 3

Notes :

1. $\theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée par l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de la formule : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement en lumens/watt

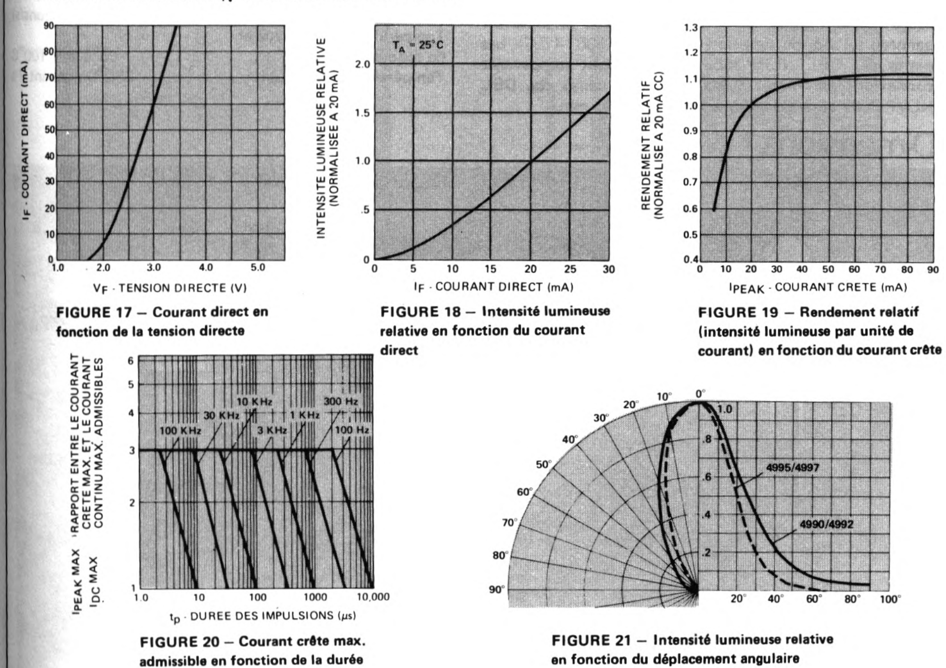


FIGURE 17 — Courant direct en fonction de la tension directe

FIGURE 18 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

FIGURE 19 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

FIGURE 20 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

FIGURE 21 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



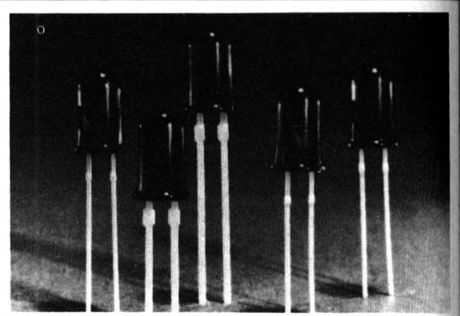
DEL ∅ 5 mm ROUGE STANDARD (T-1 3/4)

HLMP-3000 (5082-4850)
HLMP-3001 (5082-4855)
HLMP-3002
HLMP-3050

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- FAIBLE PRIX, NOMBREUSES APPLICATIONS
- GRANDE DUREE DE VIE, FIABILITE DES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS
- FAIBLE PUISSANCE EXIGEE : 20 mA SOUS 1,6 V
- GRANDE LUMINOSITE :
  Série HLMP-3000 : 0,8 mcd typique
  Série HLMP-3001 : 2 mcd typique
- FAISCEAU LARGE ET ETROIT
- LENTILLE DIFFUSANTE ET NON DIFFUSANTE



Description

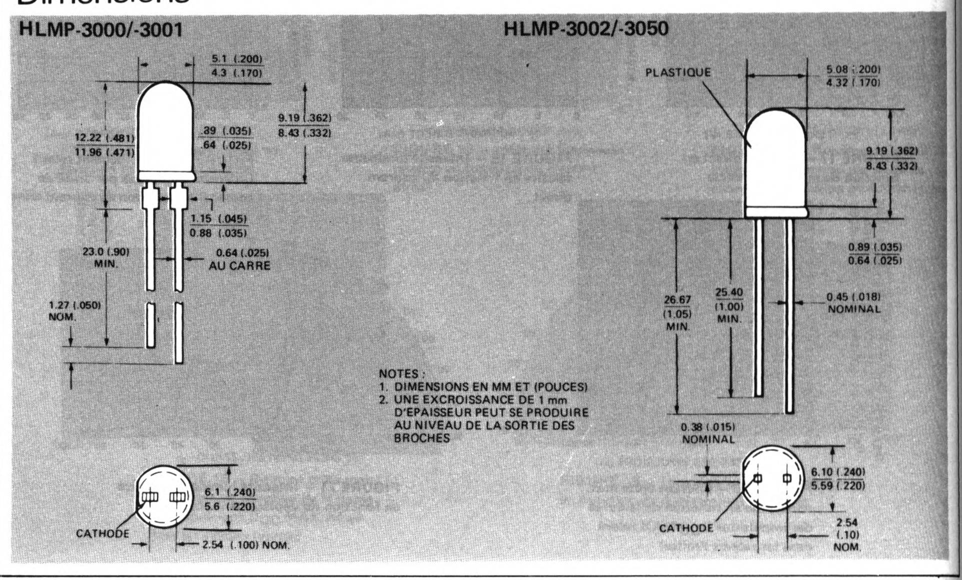
Les DEL série HLMP-3000 sont des diodes au GaAsP destinées à des applications en grande série, au moindre coût, telles que voyants pour appareillage électrique, tableaux de bord de véhicule ou tout autre usage grand public.

Les DEL cylindriques HLMP-3000, -3001 et -3002 ont une lentille diffusante rouge, la DEL HLMP-3050 a une lentille rouge non diffusante. Ces DEL peuvent être montées sur panneau à l'aide du support HLMP-0103 (5082-4707). Les pattes des DEL HLMP-3000 et -3001 sont compatibles connexions enroulées (0,64x0,64 mm), celles des DEL HLMP-3002 et -3050 ont une largeur de 0,45 mm.

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Puissance dissipée . . . . 100 mW
Courant continu direct (diminue de 0,2 mA/°C au-dessus de 50°C) . . . . 50 mA
Courant direct crête . . . . 1 A
(largeur d'impulsion 1 µs, 300 impulsions/s)
Température de stockage et de fonctionnement . . . . – 55°C à + 100°C
Température de soudage . . . . 230°C pendant 7 s

Dimensions



Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	HLMP-3000			HLMP-3001			HLMP-3002			HLMP-3050			Unité	Condition de mesure
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
I_V	Intensité lumineuse	1	2		2	4		0,8	3		1	2,5		mcd	I_F = 20 mA
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		655			655			655			655		nm	
τ_s	Temps de réponse		10			10			10			10		ns	
C	Capacité		100			100			100			100		pF	V_F = 0 f = 1 MHz
V_F	Courant direct	1,4	1,6	2	1,4	1,6	2	1,4	1,6	2	1,4	1,6	2	V	I_F = 20 mA
V_{BR}	Tension inverse	3	10		3	10		3	10		3	10		V	I_R = 100 µA
Θ_{JC}	Résistance thermique		100			100			100			100		°C/W	Jonction/ sortie cath.
$2\Theta_{1/2}$	Angle du faisceau entre les deux points d'intensité 1/2 (départ et d'autre de l'axe)		90			90			90			24		deg.	I_F = 2[illegible]

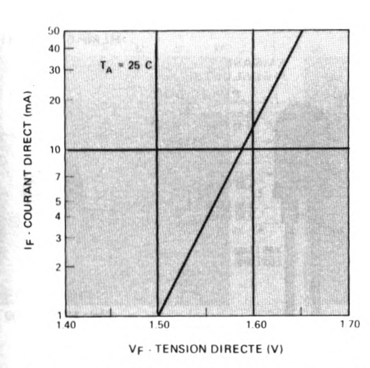


FIGURE 1 – Courant direct en fonction de la tension directe

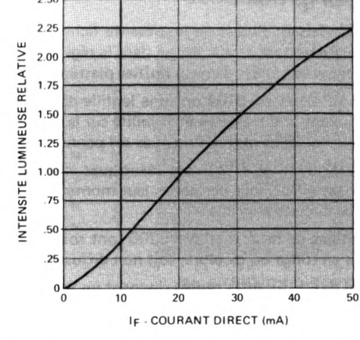


FIGURE 2 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

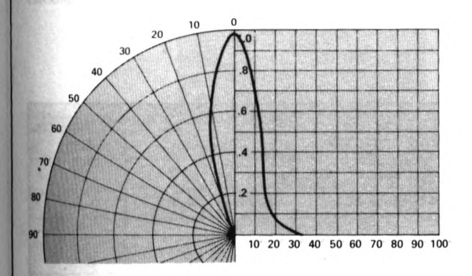


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire pour la DEL HLMP-3050

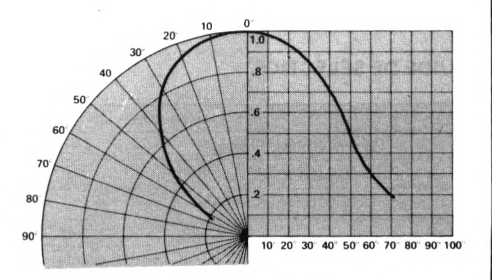


FIGURE 4 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire pour les HLMP-3000, -3001, -3002



DEL ∅ 5 mm ROUGE STANDARD (T-1 3/4)

SERIE HLMP-0100 (5082-4400)
SERIE HLMP-0200 (5082-4880)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- MONTAGE FACILE SUR PANNEAU (CLIP HLMP-0103)
- GRANDE LUMINOSITE SOUS UN ANGLE IMPORTANT
- CONSTRUCTION ROBUSTE FACILITANT LES MANIPULATIONS
- SORTIES DE FORTE SECTION (COMPATIBLES CONNEXIONS ENROULEES) ENTRAXE 2,54 mm
- FAIBLE CONSOMMATION/COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- LONGUE DUREE DE VIE
- EMBASE METALLIQUE

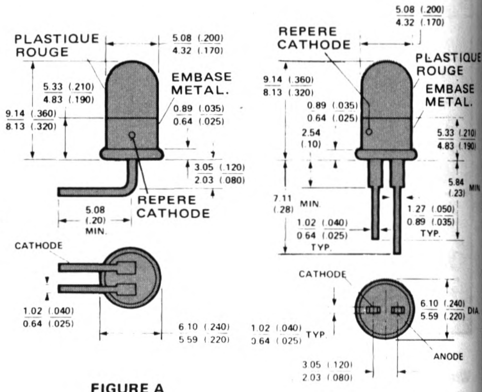


FIGURE A
HLMP-0101, -0102

FIGURE B
HLMP-0140, -0141

Description

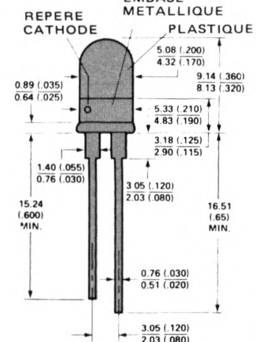
Les DEL faisant l'objet de la présente fiche sont des DEL au GaAsP émettant dans le rouge, dans la région des 655 nm. Elles sont encapsulées dans un boîtier plastique.

Les HLMP-0101 et -0102 ont une lentille diffusante rouge, leur donnant une très grande visibilité sur les circuits imprimés ou lorsqu'elles sont maintenues sur panneau par un clip.

Les HLMP-0140 et -0141 sont identiques mais leurs sorties sont pliées à 90° pour permettre leur montage à plat sur les cartes de circuits imprimés.

Les lentilles de la série HLMP-0200 sont soit diffusantes et, teintées en rouge ou incolore, soit non diffusantes et claires.

Les lentilles diffusantes rouges donnent un très bon contraste éteint/allumé. Les lentilles diffusantes non teintées permettent de masquer la couleur rouge quand les DEL sont éteintes. Les lentilles non diffusantes constituent une source de lumière ponctuelle que l'on peut éventuellement focaliser ou diffuser par des lentilles additionnelles indépendantes.



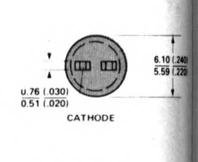


FIGURE C
Série HLMP-0200

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. UNE EXCROISSANCE DE 1 mm D'EPAISSEUR PEUT SE PRODUIRE AU NIVEAU DE LA SORTIE DES BROCHES

GUIDE DE SELECTION

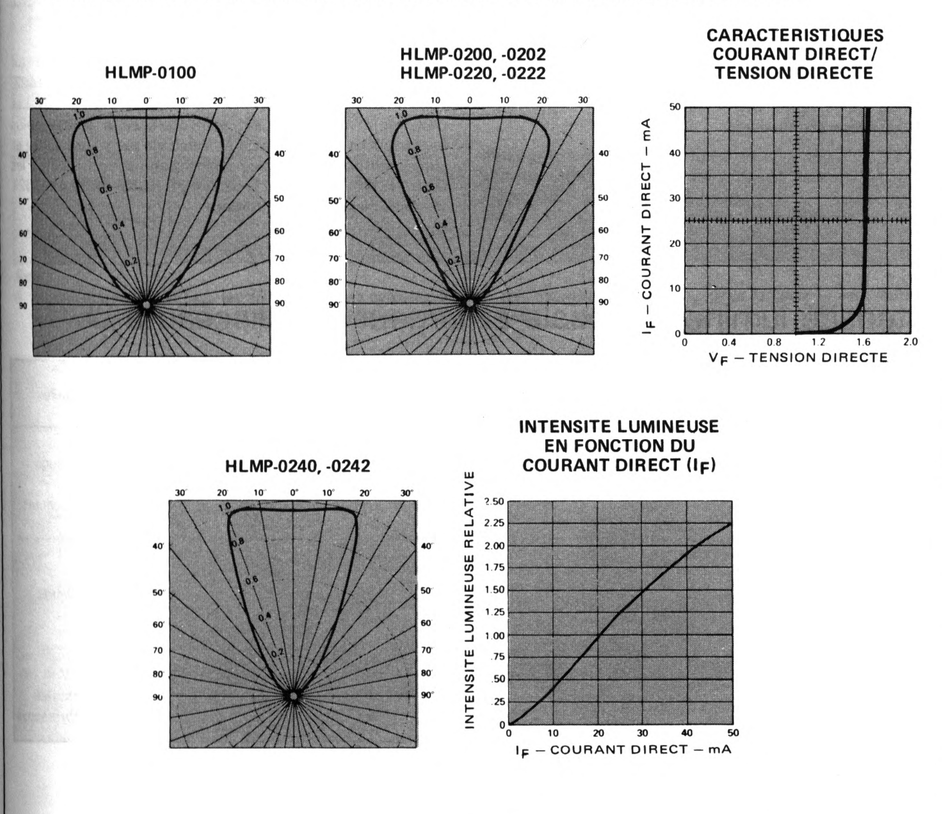
Sorties courtes, lentille diffusante			Intensité lumineuse (mcd)	
Sorties droites, Figure A	Sorties à 90°, Figure B		Min.	Max.
HLMP-0101 (5082-4440)	HLMP-0140 (5082-4444)		0,5	1
HLMP-0102 (5082-4403)	HLMP-0141 (5082-4415)		1,2	2
Sorties longues, droites, Figure C				
Lentille rouge diffusante	Lentille claire	Lentille diffusante, non teintée		
HLMP-0200 (5082-4880)	HLMP-0220 (5082-4883)	HLMP-0240 (5082-4886)	1	2
HLMP-0202 (5082-4882)	HLMP-0222 (5082-4885)	HLMP-0242 (5082-4888)	2	3

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Dissipation en CC . . . . 100 mW
Courant CC direct (à réduire de 0,2 mA/°C au-dessus de 50°C) . . . . 50 mA
Courant transitoire direct crête (300 impulsions de 1 µs par seconde) . . . . 1 A
Tension d'isolement entre embase métallique et pattes . . . . 300 V
Température de stockage et de fonctionnement . . . . – 55°C à + 100 °C
Température de soudage . . . . 230°C pendant 7 s

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		655		nm	Mesure à crête
τ_s	Temps de réponse		15		ns	
C	Capacité		100		pF	
θ_{JC}	Résistance thermique		87		°C/W	Jonction/patte cathode
V_F	Tension directe	1,4	1,6	2	V	$I_F = 20$ mA
V_{BR}	Tension inverse	3	10		V	$I_R = 100$ µA





COMPOSANTS

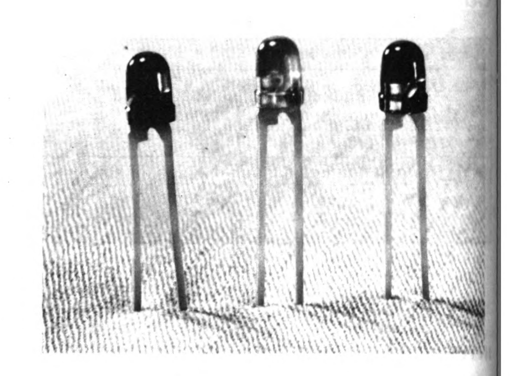
DEL ∅ 3 mm (T-1)

ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIE HLMP-1300
JAUNE • SERIE HLMP-1400
VERT HAUTES PERFORMANCES • SERIE HLMP-1500

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- GRANDE INTENSITE LUMINEUSE
- DEUX LARGEURS DE FAISCEAU
- FAIBLE DIAMETRE
  Boîtier cylindrique T1, ϕ 3 mm
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- ROBUSTES ET FIABLES
- TROIS COULEURS AU CHOIX
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert



Description

Les DEL des séries HLMP-1300, -1400, -1500 sont disponibles en plusieurs couleurs et finitions. Elles sont prévues pour fournir une forte intensité lumineuse et un bon contraste éteint-allumé.

Les DEL rouges et jaunes sont constituées par une diode au GaAsP sur GaP. Les DEL vertes sont constituées par une diode au GaP. Les DEL HLMP-1300, -1301 et -1302 rouges haut rendement sont particulièrement destinées aux applications pour lesquelles il est nécessaire d'avoir un faisceau large. Les DEL jaunes HLMP-1400, 1401, -1402, vertes HLMP-1500, -1501, -1502 ont les mêmes usages. Les DEL HLMP-1320 et -1321 sont des DEL à faisceau plus étroit spécialement adaptés à l'éclairage par transparence et aux conditions d'environnement lumineux difficiles; les DEL HLMP-1420, -1421 jaunes et HLMP-1520 et -1521 vertes ont les mêmes utilisations.

Intensité lumineuse axiale et largeur de faisceau à 25°C

Réf. HLMP-	Description	I_v (mcd)		Condition de mesure (ma)	$2\Theta_{1/2}$ (typ.) (1)	λ_d (nm-typ.) (2)	Couleur
		Min.	Typ.				
1300	Teintée, diffusante	1	2	10	60°	626	Rouge Haut rendement
1301	Teintée, diffusante	2	2,5		60°		
1302	Teintée, diffusante	3	4		60°		
1320	Non teintée, non diffusante	2	4		45°		
1321	Teintée, non diffusante	2	4		45°		
1400	Teintée, diffusante	1	2	10	60°	585	Jaune
1401	Teintée, diffusante	2	3		60°		
1402	Teintée, diffusante	3	4		60°		
1420	Non teintée, non diffusante	2	4		45°		
1421	Teintée, non diffusante	2	4		45°		
1503	Teintée, diffusante	2	5	20	60°	569	Vert Hautes performances
1523	Teintée, diffusante	5	10		60°		
1520	Non teintée, non diffusante	2	4		45°		
1521	Teintée, non diffusante	2	4		45°		

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Paramètre	Rouge	Jaune	Vert	Unité
Courant direct crête	90	60	90	mA
Courant direct moyen (3)	25	20	25	mA
Courant CC (4)	30	20	30	mA
Dissipation (5)	135	85	135	mW
Température de fonctionnement et de stockage	– 55°C à + 100°C			
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier)	260°C pendant 5 s			

Notes :

3. Se reporter à la figure 5 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
4. Au-dessus de 50°C, réduire le courant de 0,5 mA/°C pour les DEL rouges et vertes, et de 0,2 mA/°C pour les DEL jaunes
5. Au-dessus de 25°C, la puissance dissipée par les DEL rouges haut rendement et vertes diminue de 1,8 mW/°C. Elle diminue de 1,6 mW/°C au-dessus de 50°C pour les DEL jaunes

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Description	HLMP-1300 -1301, -1302			HLMP-1400 -1401, -1402			HLMP-1500 -1503, -1523			Unité	Condition d'essai
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		635			583			565		nm	
τ_s	Temps de réponse		90			90			500		ns	
C	Capacité		20			15			18		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique		95			95			95		°C/W	Jonction/Fil de sortie cathode à 0,8 mm du boîtier
V_F	Tension directe	1,5	2,2	3	1,5	2,2	3	1,6 à I_F = 20 mA	2,3	3	V	I_F = 10 mA (Figures 2, 7, 12)
V_{BR}	Tension inverse max.	5			5			5			V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux		147			570			630		lm/W	Note 6

Note :

6. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation : $I_e = I_v/\eta_v$, pour laquelle I_v est l'intensité lumineuse en candelas et η_v le rendement lumineux en lumens/watt

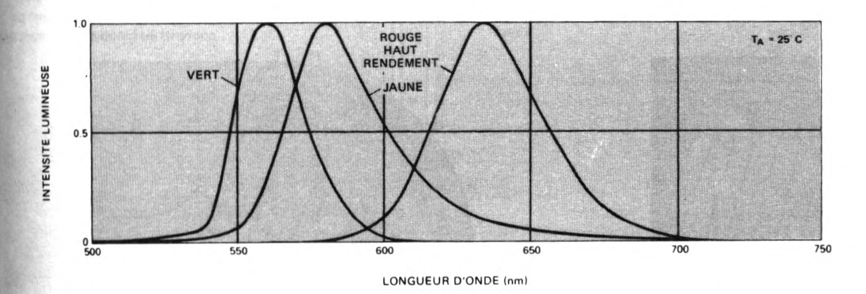


FIGURE 1 – Intensité lumineuse en fonction de la longueur d'onde

ROUGE HAUT RENDEMENT SERIE HLMP-1300

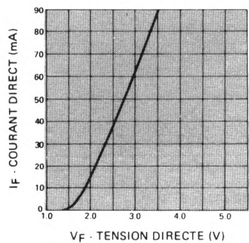


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

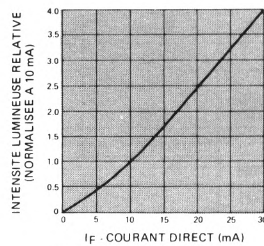


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

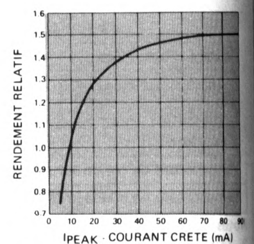


FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

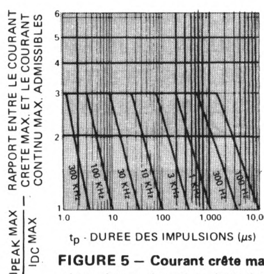


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

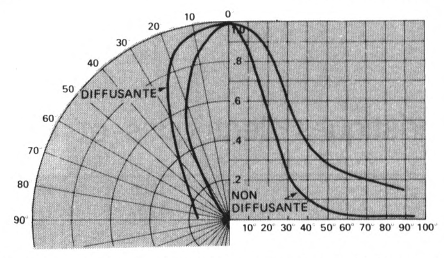


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE SERIE HLMP-1400

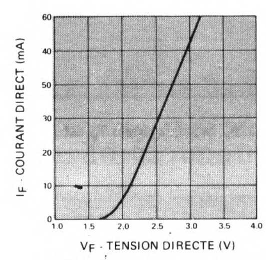


FIGURE 7 — Courant direct en fonction de la tension directe

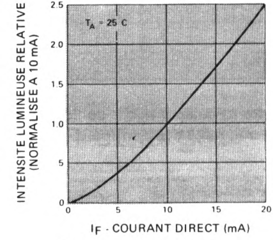


FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

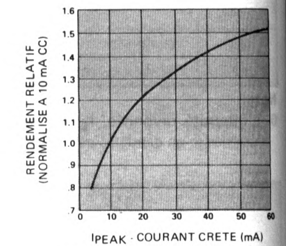


FIGURE 9 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

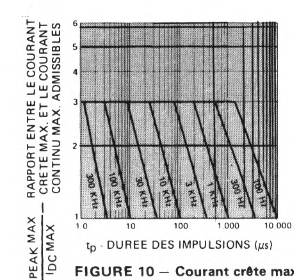


FIGURE 10 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

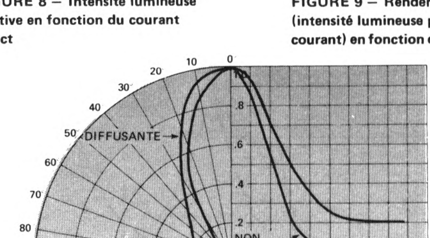


FIGURE 11 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT SERIE HLMP-1500

V_F - TENSION DIRECTE (V)

FIGURE 12 — Courant direct en fonction de la tension directe

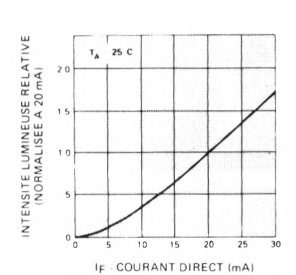


FIGURE 13 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

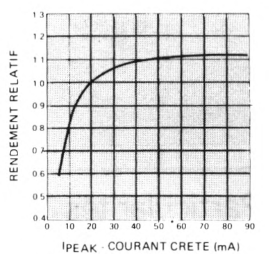


FIGURE 14 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

$\frac{I_{PEAK} MAX}{I_{DC} MAX}$ — RAPPORT ENTRE LE COURANT CRETE MAX. ET LE COURANT CONTINU MAX. ADMISSIBLES

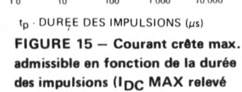


FIGURE 15 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

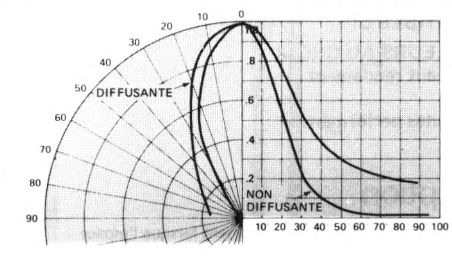


FIGURE 16 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

Dimensions

3.18 (.125) / 2.67 (.105)

3.43 (.135) / 2.92 (.115)

6.35 (.250) / 5.58 (.220)

4.70 (.185) / 4.19 (.165)

1.02 (.040) NOM.

24.13 (0.95) MIN.

CATHODE

1.27 (.050) NOMINAL

2.79 (.110) / 2.29 (.090)

0.45 (.018) NOMINAL

0.45 (.018) NOMINAL

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. UNE EXCROISSANCE DE 1 mm D'EPAISSEUR PEUT SE PRODUIRE AU NIVEAU DE LA SORTIE DES BROCHES


COMPOSANTS

DEL PROFIL BAS ∅ 3 mm (T-1)

ROUGE HAUT RENDEMENT • HLMP-1350
JAUNE • HLMP-1450
VERT HAUTES PERFORMANCES • HLMP-1550

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

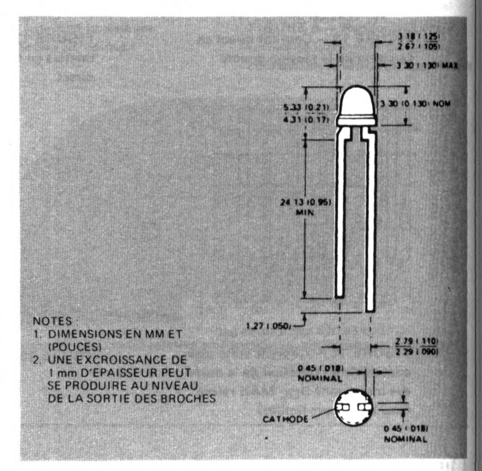
Particularités

- **PROFIL BAS**
- **FAIBLE DIAMETRE, 3 mm**
- **FORTE INTENSITE LUMINEUSE**
- **COMPATIBLE CI**
- **3 COULEURS AU CHOIX**
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert hautes performances

Description

Cette famille de DEL convient parfaitement lorsque l'espace est compté et que la luminosité ne peut être sacrifiée. La HLMP-1350 est une DEL teintée en rouge, diffusante à faisceau très ouvert, comme la DEL jaune HLMP-1450 et la DEL verte HLMP-1550.

Dimensions



Intensité axiale et largeur de faisceau à 25°

Réf. HLMP	Description	Iv (mcd)		Conditions de mesure (mA)	$2\Theta_{1/2}$ (Typ.) (1)	λ_d (nm, Typ.) (2)	Couleur
		Min.	Typ.				
-1350	Teintée, faisceau large	1	2	10	54°	626	Rouge haut rendement
-1450		1	2	10	54°	585	Jaune
-1550		1	2	20	54°	569	Vert

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est la moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE

Les VALEURS LIMITES MAXIMALES, les CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET OPTIQUES ainsi que les courbes sont les mêmes que pour les séries HLMP-1300, -1400 et -1500 excepté en ce qui concerne l'intensité lumineuse en fonction du déplacement angulaire.

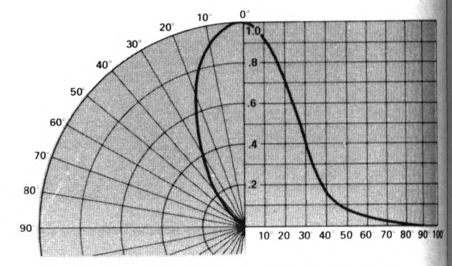


FIGURE A — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



DEL ∅ 3 mm ROUGE STANDARD (T-1)

SERIES HLMP-1000
SERIES HLMP-1200
(SERIES 5082-4494, -4480)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- FORTE INTENSITE LUMINEUSE : 0,8 mcd TYPIQUE
- FAISCEAU LARGE
- FAIBLES DIMENSIONS (ϕ 3,17 mm) BOITIERS T-1
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES
- FIABLES ET ROBUSTES

Description

Les DEL au GaAsP des séries HLMP-1000 sont particulièrement destinées à équiper les circuits pour lesquels l'encombrement est un critère primordial tels les réseaux haute densité. Elles sont disponibles avec trois types de lentille :

- HLMP-1000 : lentille rouge diffusante avec excellent contraste éteint/allumé, forte intensité lumineuse axiale et faisceau large,
- HLMP-1080 : identique à HLMP-1000 mais lentille diffusante non teintée pour masquer la couleur rouge pendant l'extinction,
- HLMP-1071, -1201 : lentille plastique claire donnant une source ponctuelle; très intéressante pour éclairer des lentilles additionnelles, des voyants ou des photodétecteurs.

Réf. HLMP- (5082-)	Boîtier	Lentille	I_V (mcd) à 20 mA		Angle de faisceau $2\Theta_{1/2}$
			Min.	Typ.	
1000 (4480)	A	Rouge diffusante	0,5	1	125°
1002 (4494)	A	Rouge diffusante	1,5	2,5	125°
1080 (4483)	A	Non teintée diffusante	0,5	1,5	125°
1071 (4486)	A	Non teintée non diffusante	1	2	80°
1200 (4487)	B	Non teintée non diffusante	0,5	1	120°
1201 (4488)	B	Non teintée non diffusante	1,5	2,5	120°

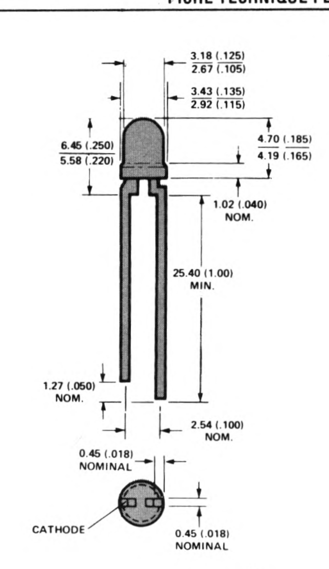


FIGURE A

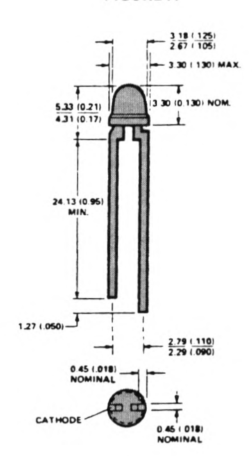


FIGURE B

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. UNE EXCROISSANCE DE 1 mm D'EPAISSEUR PEUT SE PRODUIRE AU NIVEAU DE LA SORTIE DES BROCHES

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Dissipation en CC (varie linéairement de 1,6 mW/°C à partir de 50°C) .... 100 mW
Courant direct en CC .... 50 mA
Courant direct crête (impulsion de 1 µs, 300 impulsions/s) .... 1 A
Température de stockage et de fonctionnement .... – 55°C à + 100°C
Température de soudage .... 260°C pendant 5 s

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure
λ_{PEAK}	Longueur d'onde		655		nm	
τ_s	Temps de réponse		15		ns	
C	Capacité		100		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
θ_{JC}	Résistance thermique		270		°C/W	Jonction/Fil de cathode
V_F	Tension directe	1,4	1,6	2	V	$I_F = 20$ mA
V_{BR}	Tension inverse	3	10		V	$I_R = 100$ µA

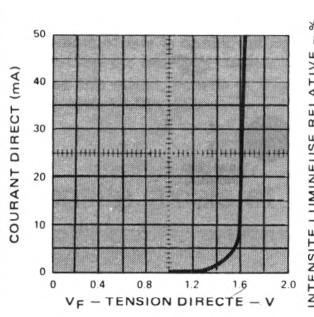


FIGURE 1 – Courant direct en fonction de la tension directe

FIGURE 2 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

HLMP-1200, -1201

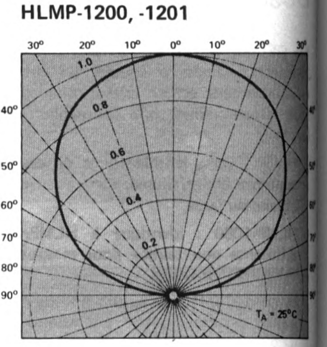


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

HLMP-1000, -1002, -1080

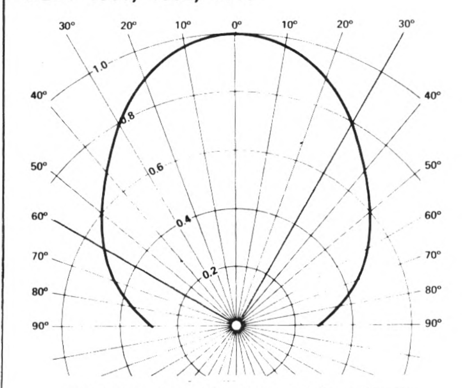


FIGURE 4 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

HLMP-1071

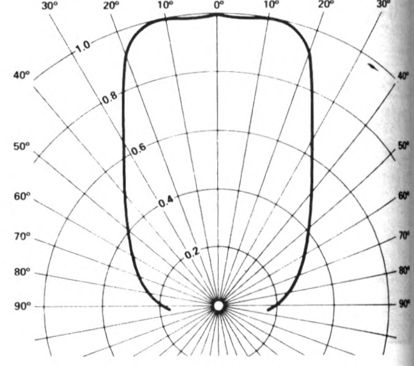


FIGURE 5 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



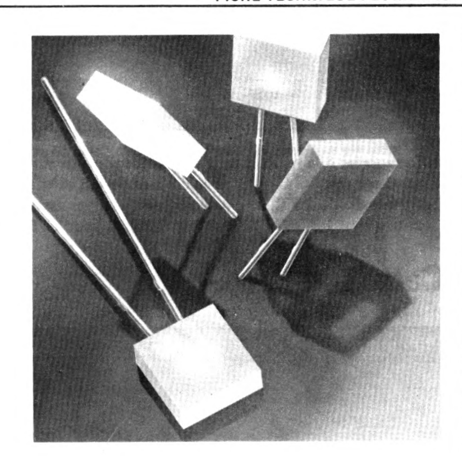
DEL RECTANGULAIRES

ROUGE HAUT RENDEMENT • HLMP-0300, -0301
JAUNE • HLMP-0400, -0401
VERT HAUTES PERFORMANCES • HLMP-0503, -0504

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- SURFACE EMISSIVE RECTANGULAIRE
- SURFACE EMISSIVE PLATE DE GRANDE LUMINANCE
- ACCOLABLES AVEC UN ENTRAXE DE 2,54 mm
- IDEALES POUR REALISER DES INDICATEURS EN ALIGNEMENT JOINTIF
- IDEALES POUR L'ECLAIRAGE D'ETIQUETTES PAR TRANSPARENCE
- GRANDE DUREE DE VIE : FIABILITE DES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS
- CHOIX DE TROIS COULEURS
  ROUGE HAUT RENDEMENT
  JAUNE
  VERT
- COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES/ FAIBLES COURANTS DE FONCTIONNEMENT



Description

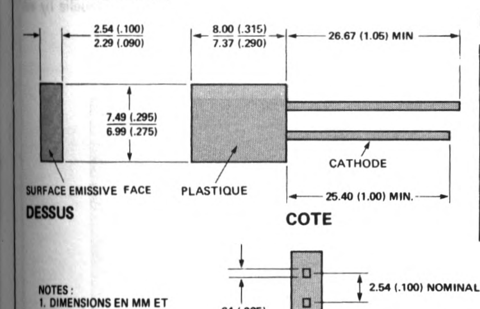
Les DEL de ces séries sont enrobées dans un boîtier rectangulaire en résine époxy teintée et diffusante pour donner un fort contraste éteint/éclairé. La surface émissive plate émet une lumière de grande intensité. Les arêtes vives des boîtiers permettent de les accoler sans joint visible.

Les HLMP-0300 et-0301 ont une puce GaAsP sur GaP haut rendement émettant dans le rouge. Le boîtier est teinté en rouge. Le rendement de cette DEL est comparable au rouge GaP mais supporte de plus forts courants.

Les HLMP-0400 et -0401 ont une puce GaAsP sur GaP émettant dans le jaune avec boîtier teinté en jaune.

Les HLMP-0503 et -0504 ont une puce GaP émettant dans le vert avec boîtier teinté en vert.

Dimensions



INTENSITE LUMINEUSE AXIALE

Couleur	Référence	I_V (mcd) à 20 mA CC	
		Min.	Max.
Rouge Haut rendement	HLMP-0300	1	2,5
	HLMP-0301	2,5	5
Jaune	HLMP-0400	1,5	2,5
	HLMP-0401	3	5
Vert Hautes performances	HLMP-0503	1,5	2,5
	HLMP-0504	3	5

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^oC$

Paramètre	HLMP-0300, -0301	HLMP-0400, -0401	HLMP-0503, -0504	Unité
Courant direct crête	90	60	90	mA
Courant direct moyen (1)	25	20	25	mA
Courant CC (2)	30	20	30	mA
Dissipation (3)	135	85	135	mW
Température de stockage et de fonctionnement	– 55°C à + 100°C			
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier	260°C pendant 5 s			

Notes :

1. Se reporter à la figure 5 pour établir les conditions de fonctionnement en impulsions
2. Au-dessus de 50°C, réduire le courant de 0,5 mA/°C pour les DEL rouges et vertes et de 0,2 mA/°C pour les DEL jaunes
3. Au-dessus de 25°C, la puissance dissipée par les DEL rouges haut rendement et vertes diminue de 1,8 mW/°C; elle diminue de 1,6 mW/°C au-dessus de 50°C pour les DEL jaunes

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^o C$

Symbole	Description	HLMP-0300/-0301			HLMP-0400/-0401			HLMP-0503/-0504			Unité	Condition de mesure
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau		100			100			100		deg.	Note 1, Figure 6
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		635			583			565		nm	
λ_d	Longueur d'onde dominante		626			585			569		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse		90			90			500		ns	
C	Capacité		17			17			18		pF	$V_F = 0$; f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique		140			140			140		°C/W	Jonction/cathode (à 1,6 mm du boîtier)
V_F	Tension directe	1,6	2,5	3,0	1,6	2,5	3,0	1,6	2,3	3,0	V	$I_F = 20$ mA Figure 2
V_{BR}	Tension inverse max.	5,0			5,0			5,0			V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux		147			570			630		lm/W	Note 3

Notes :

1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée I_e, en watts/stéradian, peut être calculée à partir de l'équation $I_e = I_V/\eta_V$, dans laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

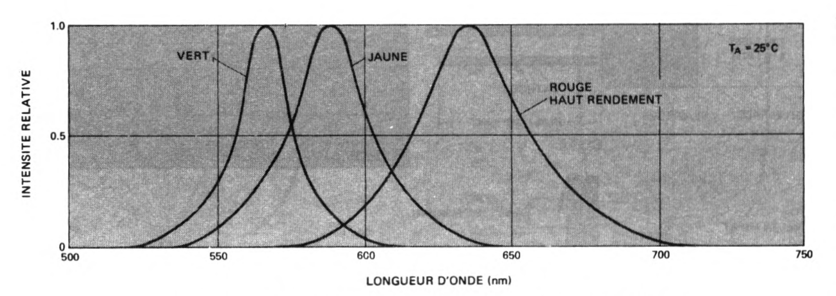
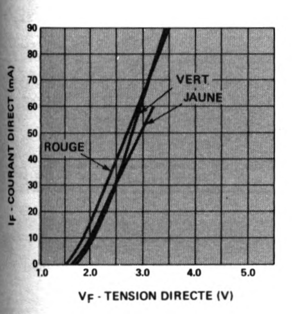
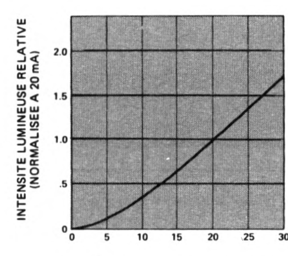


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde





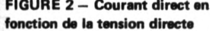


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

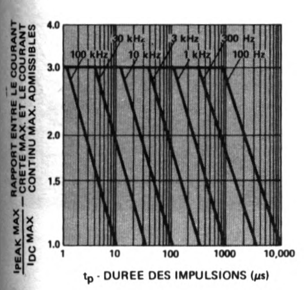


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

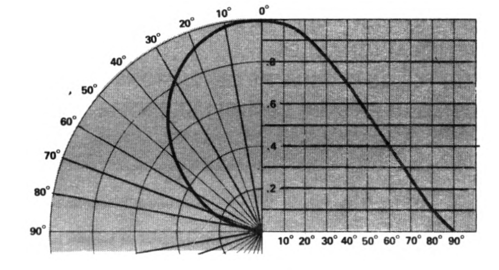


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

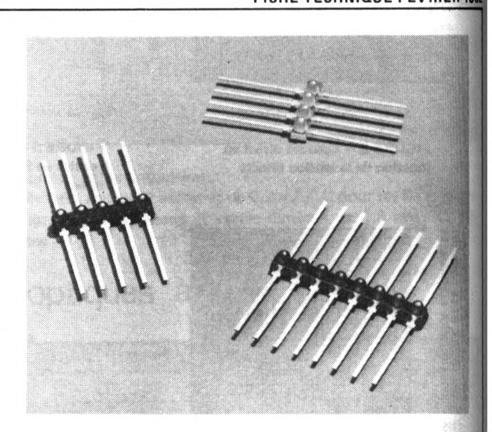
BARRETTES DE DEL SUBMINIATURES

ROUGE • SERIE HLMP-6200
ROUGE HAUT RENDEMENT • SERIE HLMP-6650
JAUNE • SERIE HLMP-6750
VERT • SERIE HLMP-6850

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **LUMINOSITE AMELIOREE**
- **DISPONIBLES EN QUATRE COULEURS**
  Rouge
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert hautes performances
- **EXCELLENTE UNIFORMITE LUMINEUSE**
- **ELEMENTS ALIGNABLES**
- **BARRETTES DE PLUSIEURS DIMENSIONS**
- **PAS D'INTERFERENCE LUMINEUSE ENTRE DIODES**



Description

Les barrettes de DEL de la série HLMP-6XXX sont constituées de plusieurs DEL subminiatures surmoulées en une seule pièce. Elles sont vérifiées pour assurer une homogénéité entre DEL ne dépassant pas le rapport 2,1 à 1. L'intensité lumineuse de chaque barrette est repérée pour pouvoir assurer une bonne homogénéité entre barrettes.

Les barrettes HLMP-620X sont constituées de DEL au GaAsP rouges, les HLMP-665X et HLMP-675X de DEL au GaP sur GaP rouges et jaunes. Les barrettes HLMP-685X sont constituées de DEL vertes au GaP.

Chaque diode est indépendante et possède une lentille diffusante à faisceau large et fort contraste éteint-éclairé. L'entraxe des diodes est de 2,54 mm. Elles peuvent être livrées sur commande spéciale avec sorties coudées à 90° et avec entraxe de 2,54 ou 5,08 mm.

Barrette	Rouge	Rouge Haut rendement	Jaune	Vert Hautes performances
3 DEL - HLMP-	6203	6653	6753	6853
4 DEL - HLMP-	6204	6654	6754	6854
5 DEL - HLMP-	6205	6655	6755	6855
6 DEL - HLMP-	6206	6656	6756	6856
8 DEL - HLMP-	6208	6658	6758	6858

Applications

- **CONTROLE INDUSTRIEL**
- **INDICATEURS DE POSITION**
- **EQUIPEMENTS DE BUREAU**
- **INDICATEURS LOGIQUES EN INSTRUMENTATION**
- **PRODUITS GRAND PUBLIC**

Intensité lumineuse axiale et angle d'ouverture du faisceau à 25° C

Réf.	Nb de DEL	Couleur	I_V par DEL (mcd) sous 10 mA CC		$2\Theta_{1/2}$ Note 1
			Min.	Max.	
HLMP-620X	X = 3, 4,5,6,8	Rouge	0,5	1,2	45°
HLMP-665X		Rouge Haut rendement	1	3	80°
HLMP-675X		Jaune	1	3	90°
HLMP-685X		Vert	1	3	70°

Note :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal.

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Rouge	Rouge Haut rendement	Jaune	Vert	Unité
Courant direct crête	1000	60	60	60	mA
Courant CC	50 (1)	30 (2)	20 (1)	30 (2)	mA
Dissipation	100	120	120	120	mW
Température de stockage et de fonctionnement	– 55°C à + 100°C				
Température de soudage à 1,6 mm du boîtier	260° s pendant 3 s				

Notes :
1. Diminue linéairement de 0,2 mA/°C au-dessus de 50°C
2. Diminue linéairement de 0,5 mA/°C au-dessus de 50°C

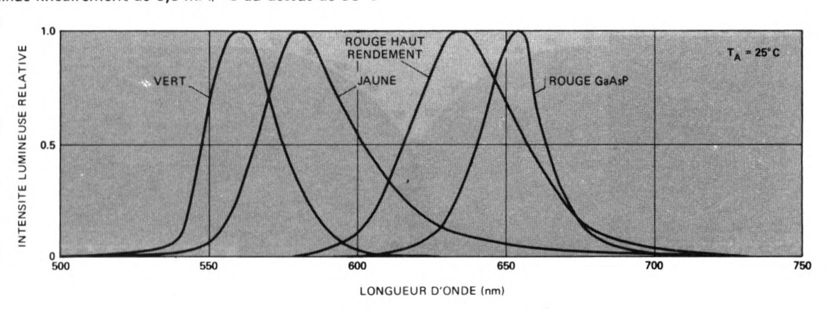


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

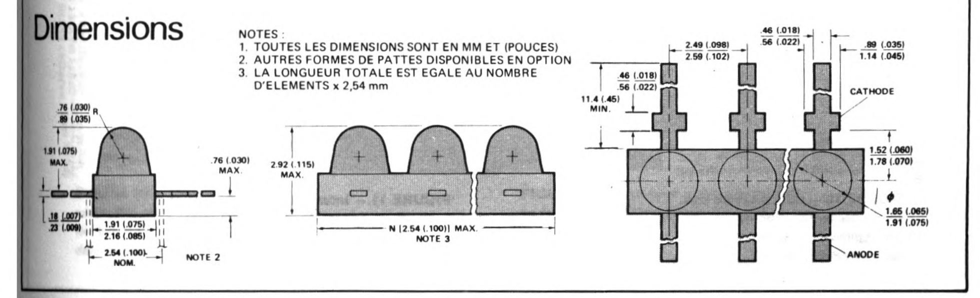
Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

Symbole	Description	HLMP-62XX Min.	HLMP-62XX Typ.	HLMP-62XX Max.	HLMP-665X Min.	HLMP-665X Typ.	HLMP-665X Max.	HLMP-675X Min.	HLMP-675X Typ.	HLMP-675X Max.	HLMP-685X Min.	HLMP-685X Typ.	HLMP-685X Max.	Unité	Condition d'essai
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		655			635			583			585		nm	Note 1
λ_d	Longueur d'onde dominante		640			629			585			569		nm	
τ_s	Temps de réponse		15			90			90			500		ns	
C	Capacité		100			11			15			18		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique		125			120			100			100		°C/W	Jonction/Cathode à 0,8 mm du boîtier
V_F	Tension directe	1,4	1,6	2	1,5	2,2	3	1,5	2,2	3	1,5	2,3	3	V	$I_F = 10$ mA Fig. 2, 7, 12, 17
V_{BR}	Tension inverse max.	3	10		5	15		5	15		5	20		V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux		55			147			570			630		lm/W	Note 2

Notes : 1. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
2. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

Dimensions

NOTES :
1. TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MM ET (POUCES)
2. AUTRES FORMES DE PATTES DISPONIBLES EN OPTION
3. LA LONGUEUR TOTALE EST EGALE AU NOMBRE D'ELEMENTS x 2,54 mm



ROUGE SERIE HLMP-62XX

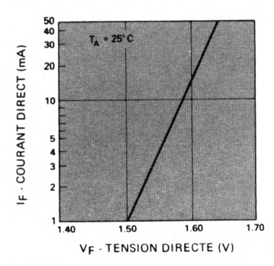


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

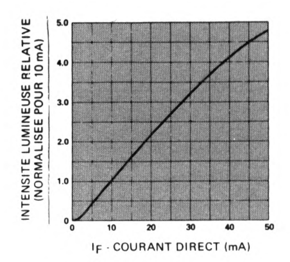


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

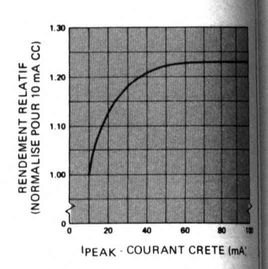


FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

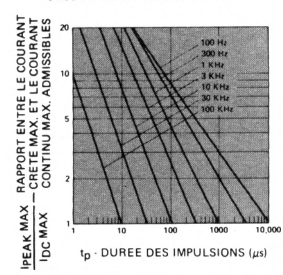


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

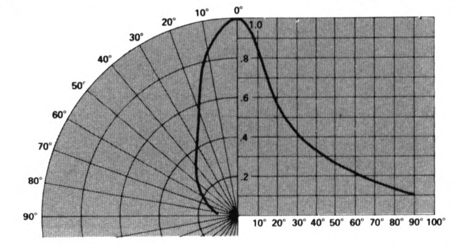


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

ROUGE HAUT RENDEMENT SERIE HLMP-665X

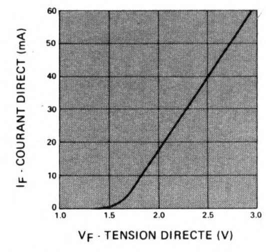


FIGURE 7 — Courant direct en fonction de la tension directe

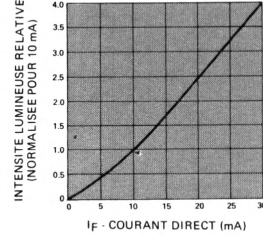
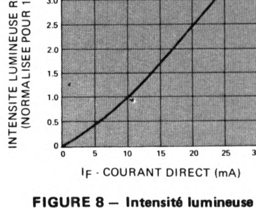



FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

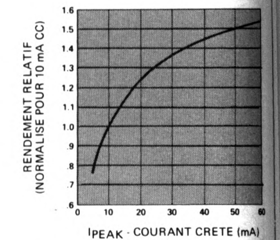


FIGURE 9 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

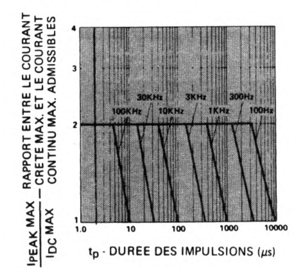


FIGURE 10 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

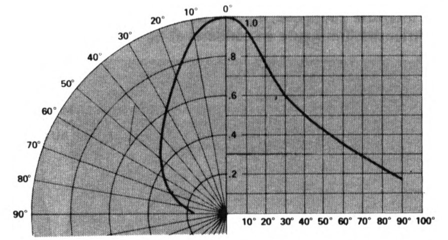


FIGURE 11 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE SERIE HLMP-675X

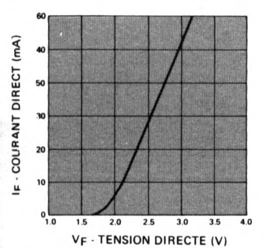


FIGURE 12 — Courant direct en fonction de la tension directe

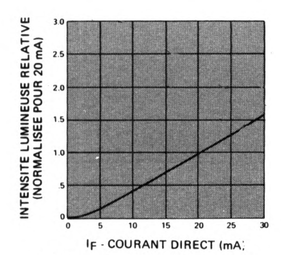


FIGURE 13 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

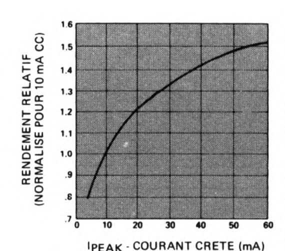


FIGURE 14 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

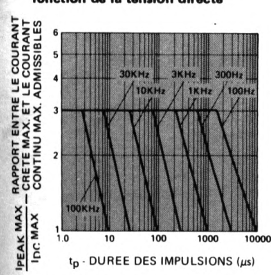


FIGURE 15 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

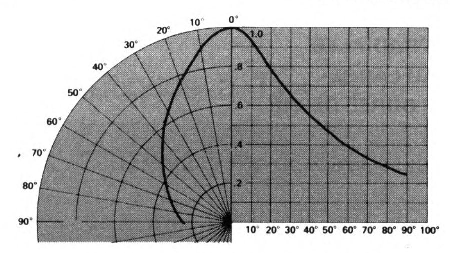


FIGURE 16 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT SERIE HLMP-685X

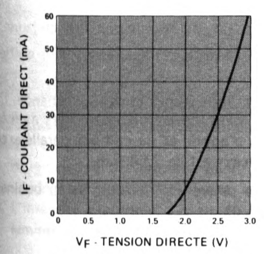


FIGURE 17 — Courant direct en fonction de la tension directe

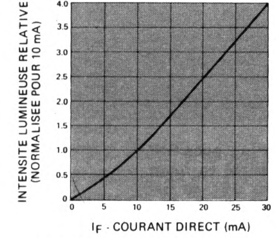


FIGURE 18 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

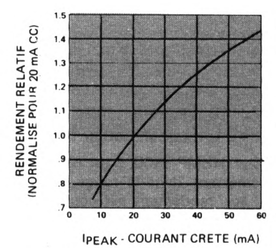


FIGURE 19 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

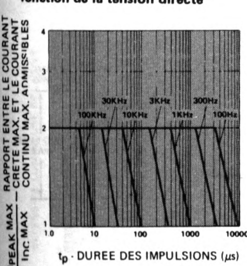


FIGURE 20 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

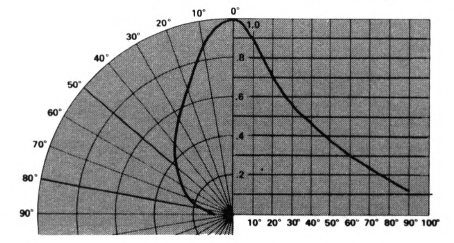


FIGURE 21 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

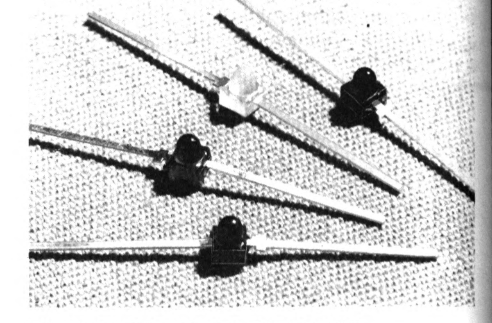
DEL SUBMINIATURES

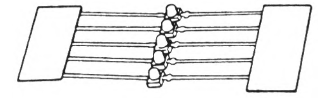
ROUGE • HLMP-6000, -6001 (5082-4100, -4101)
ROUGE Ht RENDEMENT • HLMP-6300 (5082-4160)
JAUNE • HLMP-6400 (5082-4150)
VERT Htes PERFORMANCES • HLMP-6500 (5082-4190)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- BOITIERS SUB-MINIATURES
- PROFIL BAS
- SORTIES RADIALES
- FAISCEAU LARGE
- GRANDE DUREE DE VIE
- FIABLES
- ALIGNABLES AVEC ENTRAXE MINIMAL 2,21 mm





REFERENCE DES DEL EN BOBINE

Référence DEL	HLMP-				
	6000	6001	6300	6400	6500
Référence bande	HLMP-6020	HLMP-6021	HLMP-6320	HLMP-6420	HLMP-6520

Description

Les DEL des séries HLMP-6XXX sont des diodes électroluminescentes sub-miniatures à sorties radiales en boîtier époxy moulé. La lentille diffusante teintée est à fort contraste allumé/éteint et à grand angle de vision.

Les HLMP-6000, -6001 sont des DEL au GaAsP émettant dans le rouge en boîtier teinté rouge foncé.

Les HLMP-6300, haut rendement au GaAsP sur puce GaP, émettent dans le rouge. Leur boîtier est teinté en rouge. Leur rendement est comparable à celui des DEL au GaP mais elles ne saturent pas aux courants faibles.

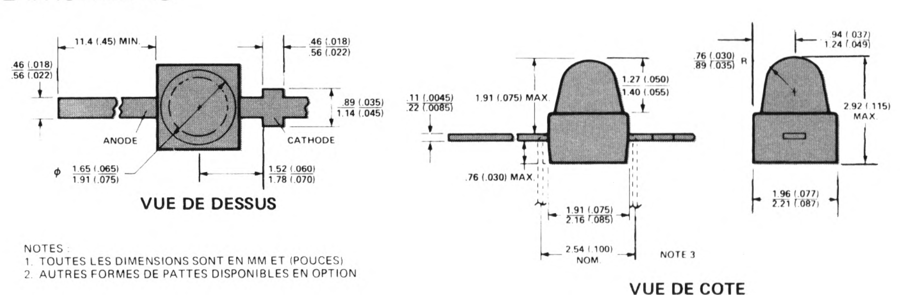
Les HLMP-6400 émettent dans le jaune. Le boîtier de ces DEL, au GaAsP sur puce GaP, est moulé et teinté en jaune.

Les HLMP-6500, au GaP, émettent dans le vert; leur boîtier moulé est teinté en vert.

Des assemblages de DEL sont disponibles sur demande. Ils comprennent un alignement de plusieurs boîtiers montés d'une pièce avec sorties d'anode et de cathode parallèles et indépendantes. Leur entraxe est de 2,54 mm.

Les DEL de cette série peuvent être fournies en bobines pour insertion automatique.

Dimensions



VUE DE DESSUS

VUE DE COTE

NOTES :
1. TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MM ET (POUCES)
2. AUTRES FORMES DE PATTES DISPONIBLES EN OPTION

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Paramètre	Rouge HLMP-6000 -6001	Rouge Haut rendement HLMP-6300	Jaune HLMP-6300	Vert HLMP-6500	Unité
Dissipation	100	120	120	120	mW
Courant direct CC	50 (1)	30 (2)	20 (1)	30 (2)	mA
Courant crête direct	1000 voir Fig. 5	60 voir Fig. 10	60 voir Fig. 15	60 voir Fig. 20	mA
Température de stockage et de fonctionnement	– 55°C à + 100°C				
Température de soudage à 1,6 mm du boîtier	260°C pendant 3 s				

Notes : 1. Diminue linéairement de 0,2 mA/°C au-dessus de 50°C
2. Diminue linéairement de 0,5 mA/°C au-dessus de 50°C

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Description	HLMP-6000 -6001			HLMP-6300			HLMP-6400			HLMP-6500			Unité	Condition d'essai
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
I_V	Intensité lumineuse axiale	–/0,5	1,2		1	3		1	3		1	3		mcd	$I_F = 10$ mA Fig. 3, 8, 13, 18
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau		45			80			90			70		Deg.	Note 1 Fig. 6, 11, 16, 21
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		626			635			583			565		nm	
λ_d	Longueur d'onde dominante		640			629			585			569		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse		15			90			90			500		ns	
C	Capacité		100			11			15			18		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique		125			120			100			100		°C/W	Jonction/Cathode à 0,8 mm du boîtier
V_F	Tension directe	1,4	1,6	2	1,5	2,2	3	1,5	2,2	3	1,5	2,3	3	V	$I_F = 10$ mA Fig. 2, 7, 12, 17
V_{BR}	Tension inverse max.	3	10		5	15		5	15		5	20		V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux		55			147			570			630		lm/W	Note 3

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation : $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

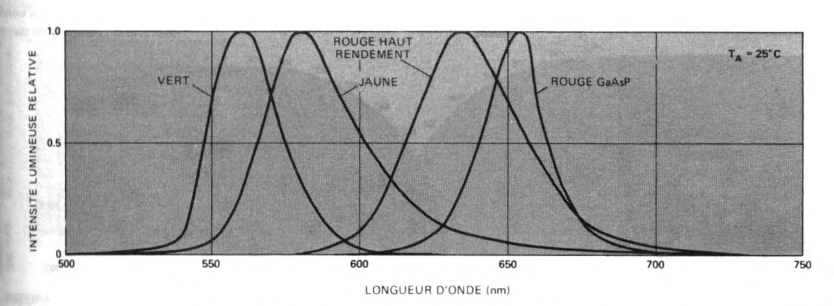


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

ROUGE HLMP-6000, -6001

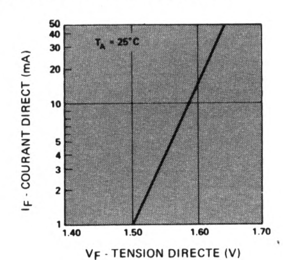


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

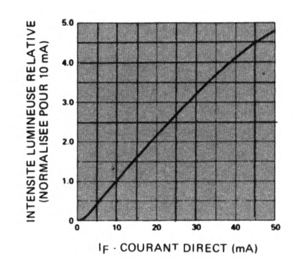


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

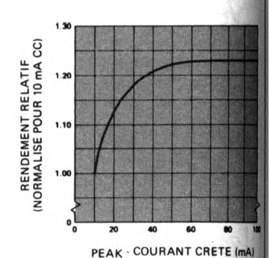


FIGURE 4 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

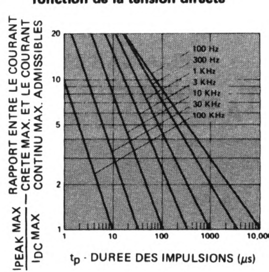


FIGURE 5 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

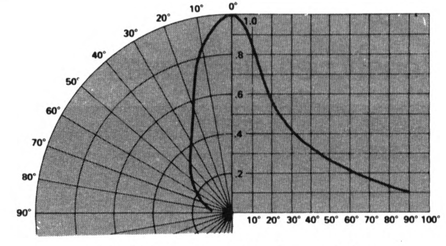


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

ROUGE HAUT RENDEMENT HLMP-6300

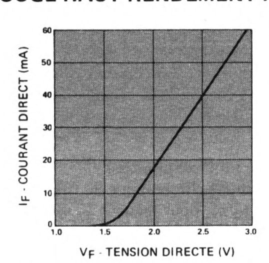


FIGURE 7 — Courant direct en fonction de la tension directe

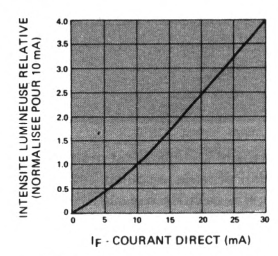


FIGURE 8 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

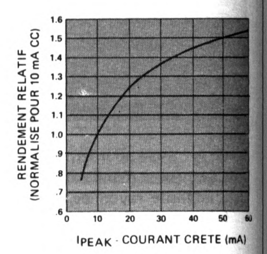


FIGURE 9 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

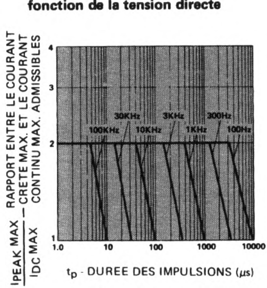


FIGURE 10 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

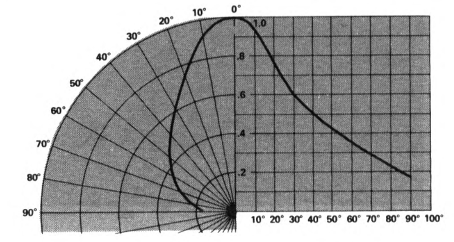


FIGURE 11 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE HLMP-6400

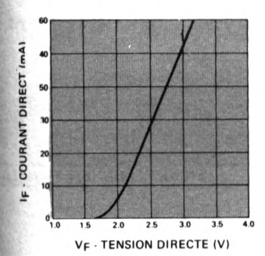


FIGURE 12 — Courant direct en fonction de la tension directe

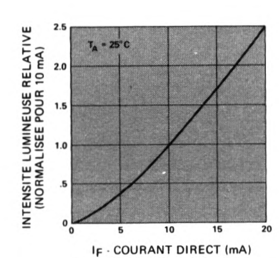


FIGURE 13 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

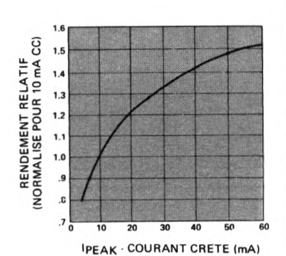


FIGURE 14 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

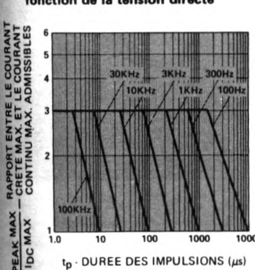


FIGURE 15 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

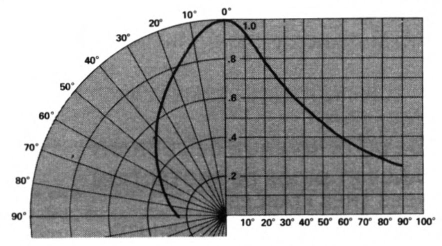


FIGURE 16 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT HLMP-6500

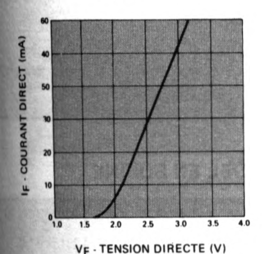


FIGURE 17 — Courant direct en fonction de la tension directe

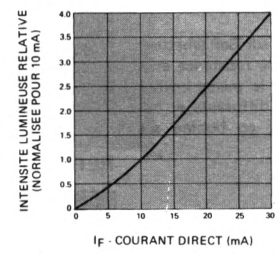


FIGURE 18 — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

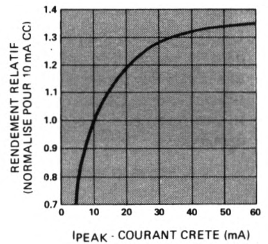


FIGURE 19 — Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête



FIGURE 20 — Courant crête max. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

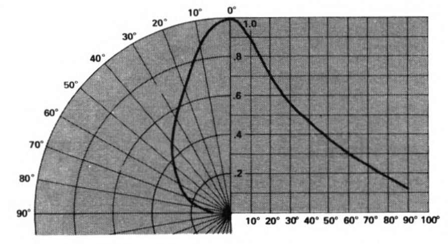


FIGURE 21 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

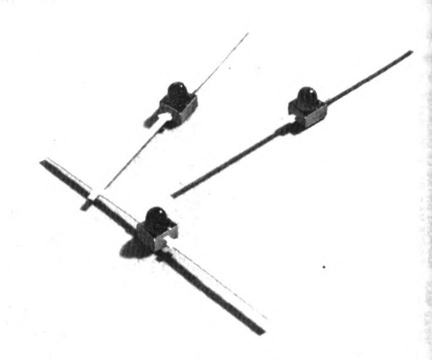
DEL SUBMINIATURES A RÉSISTANCE INTÉGRÉE

5 V, 4 mA • HLMP-6620
5 V, 10 mA • HLMP-6600

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- PARFAITES COMME INDICATEURS D'ETAT POUR PORTES TTL ET LSTTL
- PAS DE RESISTANCE EXTERIEURE SOUS 5 V
- BOITIER SUBMINIATURE PERMETTANT UN GAIN DE PLACE
- CHOIX DE DEUX NIVEAUX DE COURANT
- RESISTANCE ET DIODE DE PROTECTION INTEGREES TRES FIABLES
- FAISCEAU ASSURANT UNE VISIBILITE CONFORTABLE



Description

Les DEL HLMP-6600 et -6620 au GaAsP sur GaP émettent dans le rouge. Elles sont associées à une résistance et à une diode de protection intégrées dans le même boîtier sub-miniature. Le boîtier a une lentille diffusante et des sorties radiales. Elles sont disponibles en bobine sur demande.

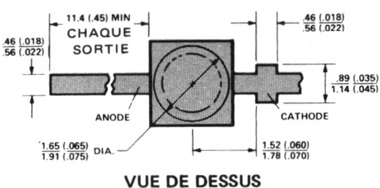
Valeurs limites absolues

	HLMP-6600	HLMP-6620
Tension directe en CC	6 V	6 V
Tension inverse	15 V	15 V
Température de fonctionnement	– 55° C à + 70° C	
Température de stockage	– 55° C à + 100° C	
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier)	260° C pendant 3 s	

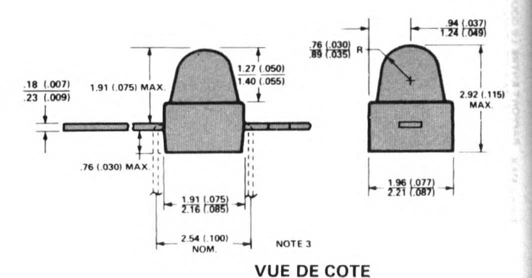
REFERENCE DES DEL EN BOBINE

Référence DEL	HLMP-6600	HLMP-6620
Référence bobine	HLMP-6607	HLMP-6627

Dimensions



VUE DE DESSUS



VUE DE COTE

Notes :
1. Toutes dimensions en mm et (pouces)
2. Sorties argentées. Voir bulletin d'application 3
3. Plier les sorties comme indiqué.

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Description	HLMP-6600			HLMP-6620			Unité	Condition d'essai
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
I_V	Intensité lumineuse	1,0	2,4	—	0,2	0,6	—	mcd	$V_F = 5$ V (voir Figure 3)
$2\Theta_{1/2}$	Largeur du faisceau		80°			80°			Note 1 (voir Figure 4)
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		635			635		nm	
λ_d	Longueur d'onde dominante		629			629		nm	Note 2
Θ_{JC}	Résistance thermique		120			120		° C/W	Jonction/fil de cathode à 0,8 mm du boîtier
I_F	Courant direct		9,6	13		3,5	5	mA	$V_F = 5$ V (voir Figure 2)
V_{BR}	Tension inverse	5	15		5	15		V	$I_R = 100\ \mu A$
η_V	Rendement lumineux		147			147		lm/W	Note 3

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme de chromaticité du CIE
3. L'intensité radiante I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation $I_e = I_V/\eta_V$ pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt

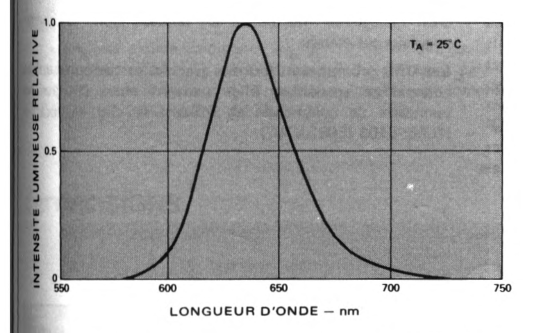


FIGURE 1 — Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

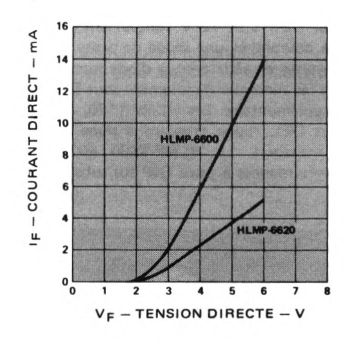


FIGURE 2 — Courant direct en fonction de la tension directe

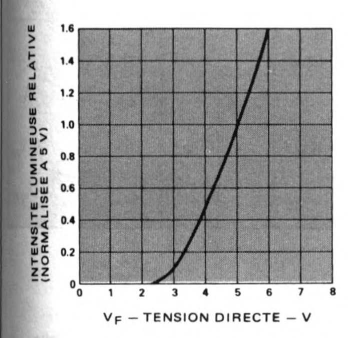


FIGURE 3 — Intensité lumineuse relative en fonction de la tension directe

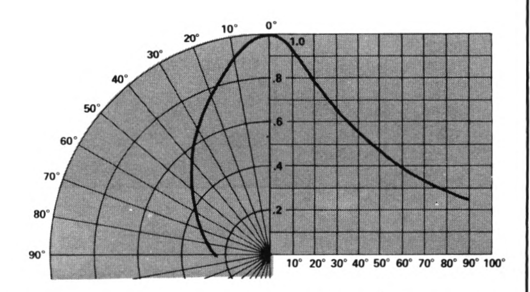


FIGURE 4 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

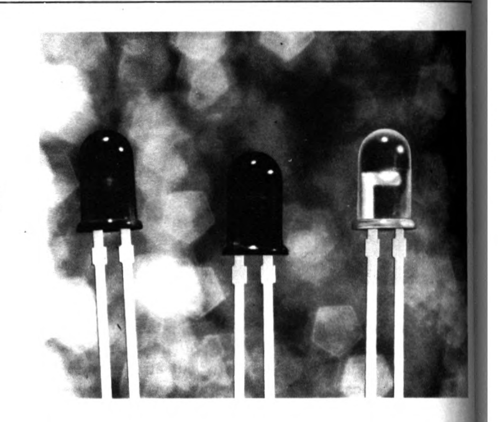
DEL A RÉSISTANCE INTÉGRÉE

5 V, ϕ 5 mm • HLMP-0280 (5082-4860)
• HLMP-3105, -3600, -3650, -3680
ϕ 3 mm • HLMP-1120 (5082-4468)
12 V, ϕ 5 mm • HLMP-3112

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Particularités

- RESISTANCE DE LIMITATION EN COURANT, INTEGREE
- DIODE DE PROTECTION EN INVERSE, INTEGREE
- COMPATIBLE TTL : NE NECESSITE AUCUN ELEMENT DE PROTECTION EXTERIEUR SOUS 5 V OU 12 V
- GAIN D'ESPACE



Description

Les DEL 5 et 12 V comportent une résistance limitatrice de courant et une diode de protection contre les courants inverses en série avec la diode luminescente, ce qui permet de les alimenter directement sous 5 ou 12 V sans protection supplémentaire. Les HLMP-1120, -0280, -3105, -3112 sont des DEL rouge standard à puce GaAsP sur substrat GaP transparent. Le HLMP-3680 est une DEL verte hautes performances à puce GaP sur substrat GaP transparent. Les DEL diffusantes fournissent un faisceau dont le champ angulaire est étendu.

Les DEL ϕ 5 mm sont fournies avec des sorties compatibles connexions enroulées. Elles peuvent aussi équiper les panneaux de commande en utiisant le clip de fixation HLMP-0103 (5082-4707).

Couleur	Réf. HLMP (5082)	Boîtier	Tension	I_V (mcd) (2) Min.	I_V (mcd) (2) Typ.	$2\Theta_{1/2}$ (1)	Dessin
Rouge	-1120 (-4468)	ϕ 5 mm, non teintée, non diffusante	5 V	0,8	1,5	70°	A
Rouge	-0280 (-4860)	ϕ 5 mm, embase métallique, diffusante	5 V	1	2	58°	B
Rouge	-3105	ϕ 5 mm, diffusante	5 V	1	2	90°C	C
Rouge	-3112	ϕ 5 mm, diffusante	12 V	1	2	90°C	C
Rouge Haut rendement	-3600	ϕ 5 mm, diffusante	5 V	1,5	4	90°C	C
Jaune	-3650	ϕ 5 mm, diffusante	5 V	1,5	4	90°C	C
Vert Hautes performances	-3680	ϕ 5 mm, diffusante	5 V	1,5	4	90°C	C

Notes :

1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. L'intensité lumineuse peut être ajustée en fonction de la température ambiante en utilisant l'équation exponentielle :

$$I_V(T_A) = I_V(25°C)\, e^{[-0{,}0188\,(T_A - 25°C)]}$$

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^o C$

	DEL 5 V	DEL 12 V
Tension directe en CC (T_A = 25°C)	7,5 V (3)	15 V (4)
Température de fonctionnement	– 40 à + 85°C	
Température de stockage	– 55 à + 100°C	
Température de soudage	260°C pendant 5 s	

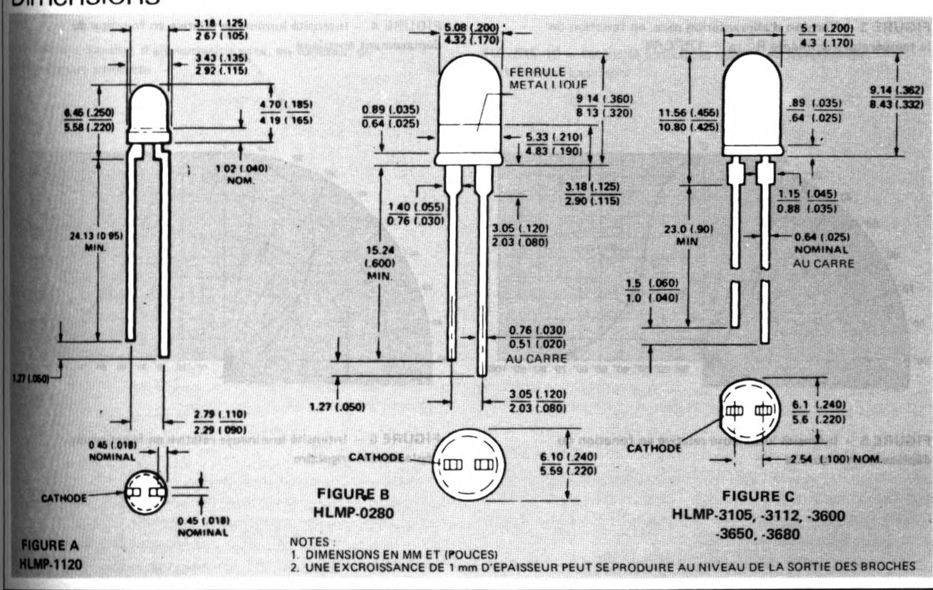
Notes :
3. Diminue de 0,071 V/°C au-dessus de T_A = 50°C (voir figure 3)
4. Diminue de 0,086 V/°C au-dessus de T_A = 50°V (voir figure 3)

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^o C$

Symbole	Paramètre	Rouge (7)			HLMP-3600			HLMP-3650			HLMP-3680			Unité	Conditions de mesure
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		655			635			583			565		nm	
λ_d	Longueur d'onde dominante		640			626			585			569		nm	Note 5
$R\Theta_{J\text{-}PIN}$	Résistance thermique		90			90			90			90		°C/W	Jonction-Sortie à 3 mm du boîtier
I_F	Courant direct		13	20		10	15		10	15		12	15	mA	Sous 5 ou 12 V
η_v	Rendement lumineux		55			147			570			630		lm/W	Note 6
V_{BR}	Tension inverse	3			5			5			5				I_R = 100 μA

Notes :
5. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
6. L'intensité radiante, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation $I_e = I_V/\eta_V$ pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/W
7. DEL HLMP-0280, -1120, -3105, -3112

Dimensions



NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)
2. UNE EXCROISSANCE DE 1 mm D'EPAISSEUR PEUT SE PRODUIRE AU NIVEAU DE LA SORTIE DES BROCHES

DEL ROUGES STANDARD
HLMP-0280, -1120, -3105, -3112

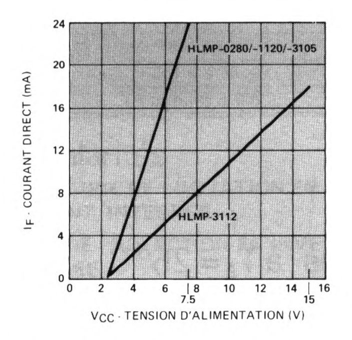


FIGURE 1 — Courant direct en fonction de la tension d'alimentation

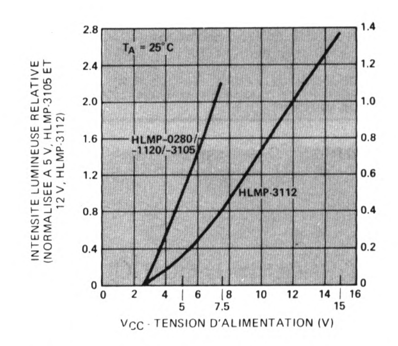


FIGURE 2 — Intensité lumineuse relative en fonction de la tension directe

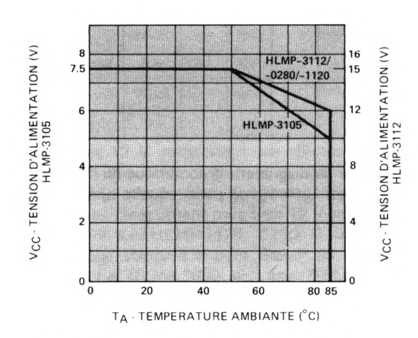


FIGURE 3 — Tension d'alimentation max. en fonction de la température ambiante $R\theta_{JA} = 175°C/W$

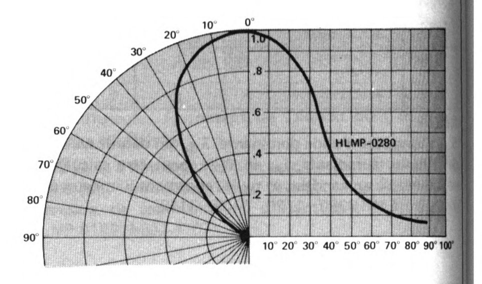


FIGURE 4 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

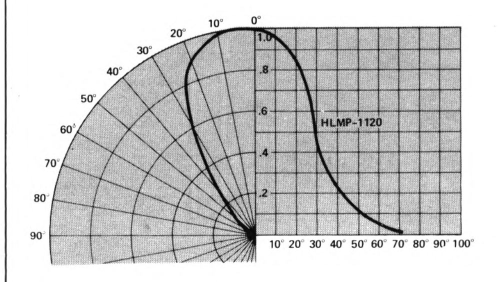


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

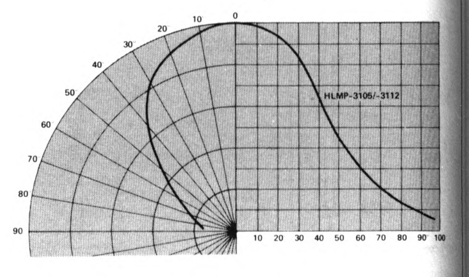


FIGURE 6 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

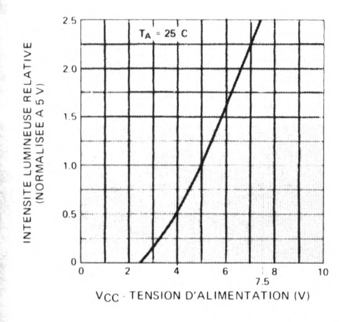


FIGURE 7 — Intensité lumineuse relative en fonction de la tension directe

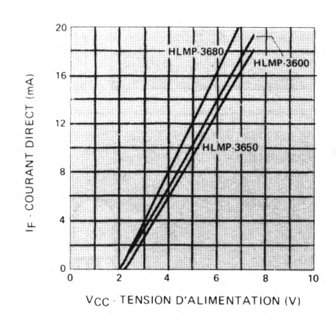


FIGURE 8 — Courant direct en fonction de la tension d'alimentation

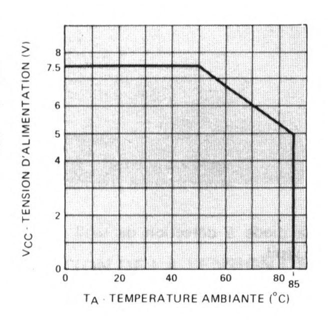


FIGURE 9 — Tension d'alimentation max. en fonction de la température ambiante

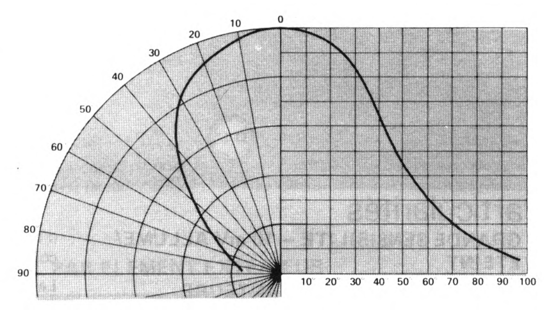


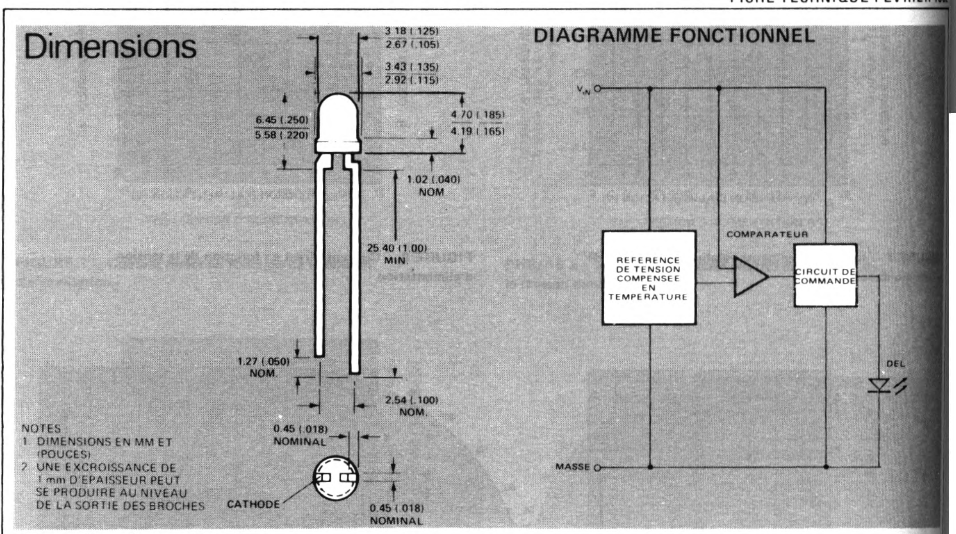
FIGURE 10 — Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



DEL A SEUIL DE DÉTECTION

HLMP-1142 (5082-4732)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- **GRANDE SENSIBILITE – 10 mV ALLUME/ETEINT**
- **LIMITEUR DE COURANT INTEGRE**
- **TENSION DE SEUIL COMPENSEE EN TEMPERATURE**
- COMPACT – LE BOITIER CONTIENT LA DEL ET LE CIRCUIT INTEGRE
- INTENSITE LUMINEUSE MINIMALE GARANTIE
- **LA TENSION DE SEUIL PEUT ETRE RELEVEE EN AJOUTANT DES COMPOSANTS EXTERIEURS**

Description

Les DEL, à seuil de détection, sont constituées par une diode électroluminescente rouge au GaAsP et un circuit intégré encapsulés dans un boîtier T1 (ϕ 3 mm). Lorsque la tension d'entrée V_{IN} dépasse la tension de seuil V_{TH}, la diode s'éclaire. Le grand gain du comparateur permet, en fonction de la tension de seuil, d'indiquer sans ambiguïté la valeur de la tension d'entrée. Les caractéristiques tension/courant sont résistives au-dessus et au-dessous de la tension de seuil. Ceci permet de mesurer la valeur de la tension de batteries dans des conditions proches de la réalité. Le branchement en série d'une résistance, d'une diode normale ou d'une diode zener, permet de relever la tension de seuil à une valeur quelconque. Une résistance en parallèle permet d'utiliser la diode à détection de seuil en indicateur de courant de seuil.

La tension de seuil nominale de la 5082-4732 est de 2,5 V.

Applications

- **Contrôle des batteries sur caméras, petit appareillage, récepteurs radio portatifs, équipements de mesure**
- **Indicateurs de niveau logique**
- **Contrôle de la tension d'alimentation**
- **Vu-mètre**
- **Indicateur de niveau analogique**
- **Indicateur de tension (plusieurs DEL utilisées avec des niveaux de détection différents)**
- **Contrôle de courant**

Valeurs limites absolues

Température de stockage	– 55° C à + 100° C
Température de fonctionnement	– 55° C à + 85° C
Température de soudage	230° C pendant 7 s
Tension d'entrée – V_{IN} (1)	+ 5 V CC
Tension inverse – V_R	– 0,5 V

Notes :

1. Varie linéairement de 37 mV/° C au-dessus de 50° C à l'air libre

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Symbole	HLMP-1142			Unité	Condition de mesure	Fig.
		Min.	Typ.	Max.			
Tension de seuil	V_{TH}	2,5	2,7	2,9	V		1, 2
Coefficient de température de la tension de seuil	$\frac{\Delta V_{TH}}{\Delta T_A}$		− 1		mV/° C		
Courant d'entrée	I_{IN}		13 33	 50	mA mA	$V_{IN} = 2{,}75$ V $V_{IN} = 5{,}0$ V	2 2
Intensité lumineuse	I_v	0,3	0,7		mcd	$V_{IN} = 2{,}75$ V	1
Longueur d'onde	λ_{pk}		655		nm		
Longueur d'onde dominante	λ_d		640		nm	Note 1	

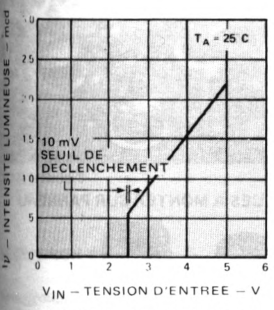


FIGURE 1 – Intensité lumineuse en fonction de la tension d'entrée

FIGURE 2 – Courant d'entrée en fonction de la tension d'entrée

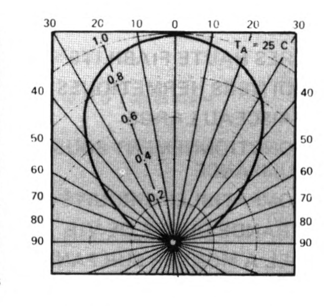
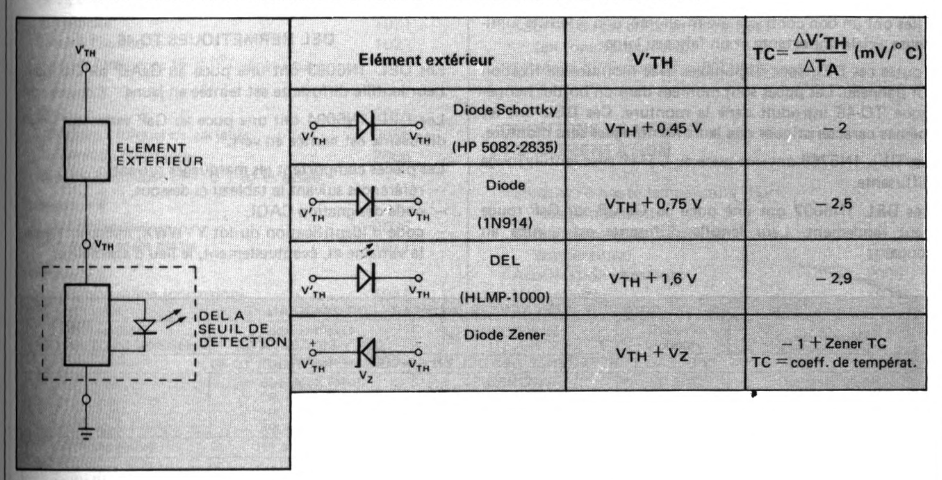


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

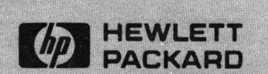
AUGMENTATION DE LA TENSION DE SEUIL PAR ELEMENT EXTERIEUR



Elément extérieur	V'TH	$TC = \frac{\Delta V'_{TH}}{\Delta T_A}$ (mV/° C)
Diode Schottky (HP 5082-2835)	V_{TH} + 0,45 V	− 2
Diode (1N914)	V_{TH} + 0,75 V	− 2,5
DEL (HLMP-1000)	V_{TH} + 1,6 V	− 2,9
Diode Zener	$V_{TH} + V_Z$	− 1 + Zener TC TC = coeff. de températ.

Notes :

1. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur est extraite du diagramme chromatique du CIE
2. I_{TH} représente le courant max. juste avant la tension de seuil V_{TH}. I_{TH} et V_{TH} étant variables, une valeur précise de V_{TH} ne peut être obtenue qu'en sélectionnant la résistance R pour adapter à chaque diode les caractéristiques mesurées (par exemple, avec un traceur de courbe)
3. Le coefficient de température, TC, sera une fonction du coefficient de température et de la valeur de la résistance



COMPOSANTS

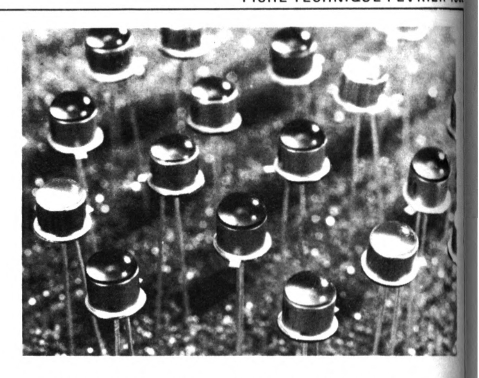
DEL HERMÉTIQUES QUALIFICATION JAN

1N5765 / JAN1N5765 / JANTX1N5765 — **1N6092 / JAN1N6092 / JANTX1N6092** — **1N6093 / JAN1N6093 / JANTX1N6093** — **1N6094 / JAN1N6094 / JANTX1N6094**

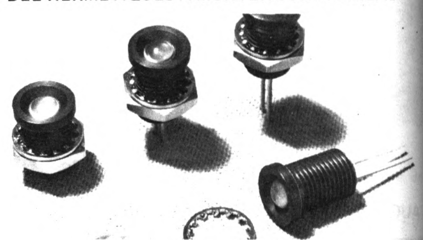
FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Particularités

- **QUALIFIEES POUR USAGES MILITAIRES**
- **QUATRE COULEURS AU CHOIX**
  Rouge
  Rouge haut rendement
  Jaune
  Vert
- **TRES HAUTE FIABILITE**
- **BOITIERS HERMETIQUES**
- **FAISCEAU LARGE**
- **FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE PUISSANCE**
- **COMPATIBLES CIRCUITS INTEGRES**
- **GRANDE DUREE DE VIE**
- **DEL A MONTER SUR PANNEAU : A SORTIES POUR CONNEXIONS ENROULEES ET BOITIER ISOLE ELECTRIQUEMENT**



DEL HERMETIQUES A MONTER SUR PANNEAU



DEL HERMETIQUES TO-46

Description

Les DEL 1N5765, 1N6092, 1N6093, 1N6094 sont des dispositifs hermétiques en boîtier TO-46 avec lentille plastique diffusante teintée surmontant une fenêtre en verre. Elles ont un bon contraste éteint-allumé, une intensité lumineuse axiale importante et un faisceau large.

Toutes ces DEL sont disponibles avec monture de fixation sur panneau. Les puces sont montées dans un boîtier hermétique TO-46 introduit dans la monture. Ces DEL ont les mêmes caractéristiques que leurs homologues sans monture.

Les DEL 1N5765 ont une puce au GaAsP avec lentille rouge diffusante.

Les DEL 1N6092 ont une puce au GaAsP sur GaP rouge *haut rendement. Leur lentille diffusante est teintée en* rouge.

Les DEL 1N6093 ont une puce au GaAsP sur GaP jaune. Leur lentille diffusante est teintée en jaune.

Les DEL 1N6094 ont une puce au GaP verte; leur lentille diffusante est teintée en vert.

Les pièces comportent les marquages suivants :
- références suivant le tableau ci-dessous,
- code désignation CAQI,
- *code d'identification du lot YYWWX, indiquant l'année,* la semaine et, éventuellement, le lieu d'assemblage.

COULEUR - REFERENCES - MONTAGE SUR PANNEAU

Description	Produit standard	Qualification JAN (1)	Qualification JAN + ESSAIS TX (2)	Document de la norme MIL-S-19500 (4)
TABLEAU 1 - REFERENCE DES DEL EN BOITIER HERMETIQUE TO-46				
Rouge standard	1N5765	JAN1N5765	JANTX1N5765	/467
Rouge haut rendement	1N6092	JAN1N6092	JANTX1N6092	/519
Jaune	1N6093	JAN1N6093	JANTX1N6093	/520
Vert	1N6094	JAN1N6094	JANTX1N6094	/521
TABLEAU II - REFERENCE DES DEL AVEC MONTURE (3)				
Rouge standard	5082-4787	HLMP-0930	HLMP-0931	—
Rouge haut rendement	5082-4687	M19500/519-01	M19500/519-02	/519
Jaune	5082-4587	M19500/520-01	M19500/520-02	/520
Vert	5082-4987	M19500/521-01	M19500/521-02	/521

Notes :
1. Les références sont marquées JINXXXX ou comme indiqués
2. Les références sont marquées JTXINXXXX ou comme indiqués
3. Les DEL à monter sur panneau comportent la DEL référencée dans le tableau I plus l'ensemble de pièces constituée par la monture, l'ensemble prenant la référence indiquée dans le tableau II
4. Uniquement pour les références JAN et JANTX

JAN : Les échantillons prélevés sur chaque lot sont soumis aux essais du groupe A pour les paramètres indiqués au tableau I et aux essais mentionnés ci-dessous des groupes B et C. Tous les essais sont réalisés en conformité et dans les limites spécifiées par la norme MIL-S-19500. Le résumé des spécifications pour les essais de réception des groupes A, B et C est joint à chaque expédition.

JANTX : Les DEL sont soumises à 100% aux essais mentionnés ci-dessous dans les conditions et limites spécifiées par les normes MIL-S-19500. Le lot de JANTX subit alors les essais des groupes A, B, et C comme les DEL JAN ci-dessus. Le résumé des spécifications pour les essais de réception est joint à chaque expédition.

Examen ou Essai	MIL-STD-750 Méthode
INSPECTION GROUPE A	
Sous-groupe 1	
Examen visuel et mécanique	2071
Sous-groupe 2	
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$)	–
Intensité lumineuse ($\theta = 30°$)	–
Courant inverse	4016
Tension directe	4011
Sous-groupe 3	
Capacité	4001
INSPECTION GROUPE B	
Sous-groupe 1	
Dimensions physiques	2066
Sous-groupe 2	
Soudabilité	2026
Chocs thermiques (cycles de température)	1051
Chocs thermiques (contraintes verre)	1056
Herméticité	1071
Tenue à l'humidité	1021
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 3	
Chocs	2016
Vibrations : fréquence variable	2056
Accélération constante	2006
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 4	
Tenue des sorties	2036
Herméticité après essais	1071
Sous-groupe 5	
Atmosphère saline (corrosion)	1041
Sous-groupe 6	
Tenue à haute température (hors fonctionnement)	1032
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 7	
Durée de vie au repos (en fonctionnement)	1027
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–

Examen ou Essai	MIL-STD-750 Méthode
INSPECTION GROUPE C	
Sous-groupe 1	
Chocs thermiques (cycles de température)	1051
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 2	
Tenue aux solvants	–
Sous-groupe 3	
Tenue à haute température (hors fonctionnement)	1031
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 4	
Durée de vie au repos (en fonctionnement)	1026
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 5	
Courant direct crête en impulsions (transitoires)	–
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
Sous-groupe 6	
Courant direct crête en impulsions (en fonctionnement)	–
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$) après essais	–
CONDITIONS DE MESURE ET D'ALIMENTATION	
Stockage à haute température (hors fonctionnement)	–
Chocs thermiques (cycles de température)	1051
Accélération constante	2006
Herméticité	1071
Intensité lumineuse ($\theta = 0°$)	–
Tension directe	4011
Courant inverse	4016
Rodage (polarisation directe)	–
Mesure en fin d'essais (après 72 h de rodage)	
Δ Intensité lumineuse ($\theta = 0°$)	–
Δ Tension directe	4011

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Paramètre	Rouge 1N5765/-4787	Rouge haut rendement 1N6092/-4687	Jaune 1N6093/-4587	Vert 1N6094/-4987	Unité
Puissance dissipée (diminue linéairement de 1,6 mW/°C à partir de 50°C)	100	120	120	120	mW
Courant direct moyen	50 (1)	35 (2)	35 (2)	35 (2)	mA
Courant direct crête	1000 voir Figure 5	60 voir Figure 10	60 voir Figure 15	60 voir Figure 20	mA
Température de stockage et de fonctionnement	– 65°C à + 100°C				
Température de soudage (à 1,6 mm du boîtier)	260°C pendant 7 s				

Notes : 1. Varie de 0,2 mA/°C à partir de 50°C 2. Varie de 0,5 mA/°C à partir de 50°C

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Description	1N5765/-4787			1N6092/-4687			1N6093/-4587			1N6094/-4987			Unité	Condition de mesure
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
I_{V_1}	Intensité lumineuse axiale ($\theta = 0°$)	0,5	1		1	2,5		1	2,5		0,8 à I_F = 25 mA	1,6		mcd	I_F = 20 mA Figures 3,8, 13 et 18
I_{V_2}	Intensité lumineuse à $\theta = 30°$ (5)	0,3			0,5			0,5			0,4			mcd	I_F = 20 mA
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau		60			70			70			70		deg.	Note 1 Figures 6,11, 16 et 21
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête (5)	630	655	700	590	635	695	550	583	660	525	565	600	nm	
λ_d	Longueur d'onde dominante		640			626			585			570		nm	Note 2
τ_s	Temps de réponse		10			200			200			200		ns	
C	Capacité (5)		200	300		35	100		35	100		35	100	pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz
Θ_{JC}	Résistance thermique*		425			425			425			425		°C/W	Note 3
Θ_{JC}	Résistance thermique**		550			550			550			550		°C/W	Note 3
V_F	Tension directe		1,6	2		2	3		2	3	à I_F = 25 mA	2,1	3	V	I_F = 20 mA Figures 2,7, 12 et 17
I_R	Courant inverse (5)			1			1			1			1	µA	V_R = 3 V
V_{BR}	Tension inverse	4	5		5			5			5			V	I_R = 100 µA
ηV	Rendement lumineux		56			140			455			600		lm/W	Note 4

Notes :
1. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité lumineuse est la moitié de celle mesurée sur l'axe principal
2. La longueur d'onde dominante, λ_d, qui définit seule la couleur, est extraite du diagramme chromatique du CIE
3. Jonction/Fil de sortie cathode à 3,18 mm de la base du boîtier
4. L'intensité rayonnée, I_e, en W/st, peut être calculée à partir de l'équation $I_e = I_V/\eta_V$, pour laquelle I_V est l'intensité lumineuse en candelas et η_V le rendement lumineux en lumens/watt
5. Ne concerne que les produits JAN

* Montage sur panneau
** Boîtier TO-46

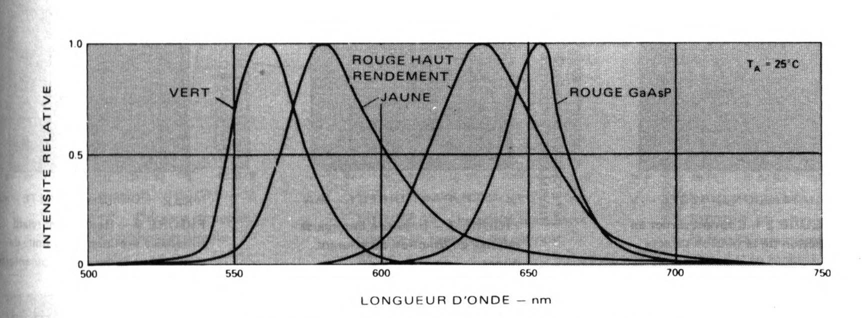


FIGURE 1 — Intensité lumineuse en fonction de la longueur d'onde

Dimensions

5082-4787, -4687, -4587, -4987

13.21 (.520) / 12.70 (.500)
1.78 (.070) / 1.52 (.060)
12.7 (.500) / 14.8 (.583)
CATHODE
2.67 (.105) / 2.41 (.095)
.312-32 UNF-2A (NOTE 3)
SURFACE CONDUCTRICE (ALODINE)
0.64 (.025) NOMINAL
9.86 (.388) / 9.47 (.373)
CATHODE
3.53 (.139) / 3.38 (.133)
0.71 (.028) / 0.56 (.022)
0.71 (.028) / 0.56 (.022)
2.26 (.089)
9.45 (.372)
10.67 (.420)
10.80 (.425)
.53 (.021)

Notes :
1. Toutes les surfaces extérieures du boîtier sont anodisées noires sauf la surface conductrice et les fils dorés
2. Chaque boîtier est accompagné de sa rondelle de bloquage et d'un écrou six pans
3. Utiliser un foret de 8,2 mm pour percer le trou de fixation
4. Toutes dimensions en mm et (pouces)

1N5765, 1N6092, 1N6093, 1N6094

4.47 (.176) / 4.82 (.190)
LENTILLE TEINTEE SUR FENETRE EN VERRE
4.57 (.180) / 6.35 (.225)
BOITIER HERMETIQUE VERRE-METAL
0.40 (.016) / 0.61 (.024)
24.6 (.970) / 26.2 (1.030)
KOVAR DORE
0.41 (.016) / 0.51 (.020)
1.14 (.045) / 1.40 (.055)
0.89 (.035) / 1.14 (.045)
5.08 (.200) / 5.59 (.220)
CATHODE
0.81 (.032) / 1.07 (.042)

BOITIER TO-46

Notes :
1. Toutes dimensions en mm et (pouces)
2. Fils de sortie dorés

ROUGE 1N5765/5082-4787

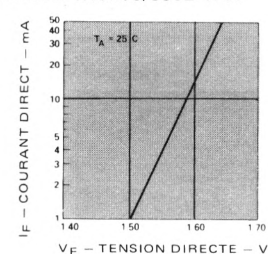


FIGURE 2 – Courant direct en fonction de la tension directe

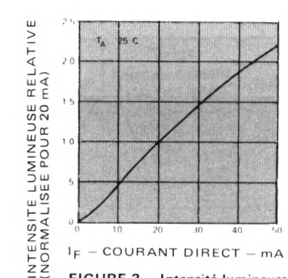


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

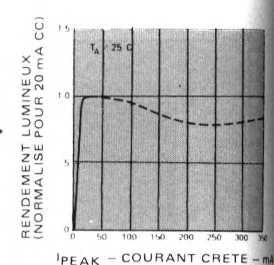


FIGURE 4 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

1N5765/4787

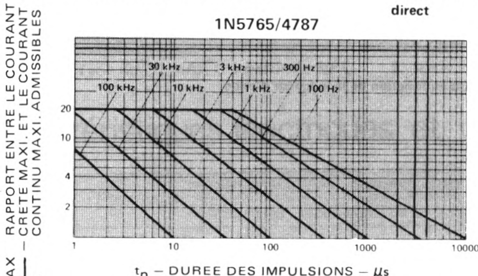


FIGURE 5 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

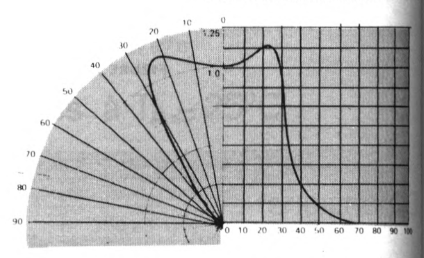


FIGURE 6 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

ROUGE HAUT RENDEMENT 1N6092/5082-4687

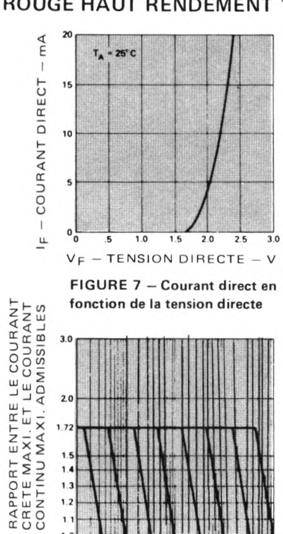


FIGURE 7 – Courant direct en fonction de la tension directe

FIGURE 10 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

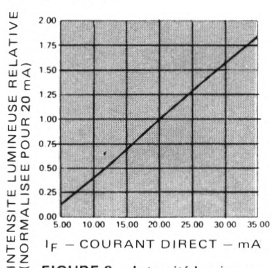


FIGURE 8 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

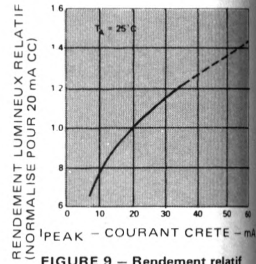


FIGURE 9 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

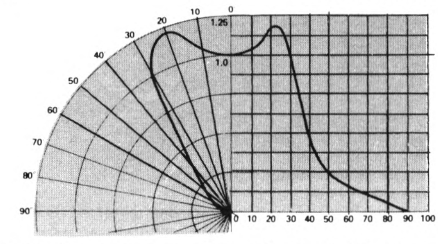


FIGURE 11 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

JAUNE 1N6093/5082-4587

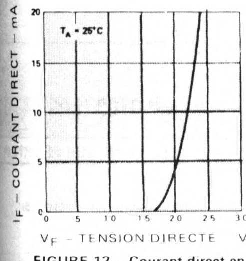


FIGURE 12 – Courant direct en fonction de la tension directe

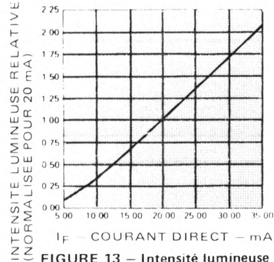


FIGURE 13 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

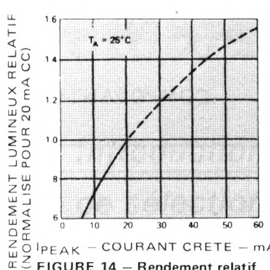


FIGURE 14 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

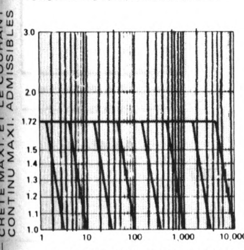


FIGURE 15 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

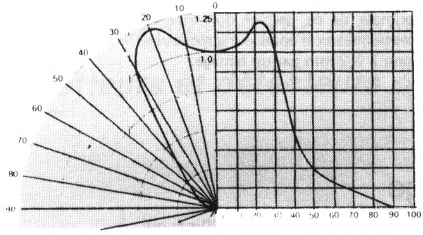


FIGURE 16 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire

VERT 1N6094/5082-4987

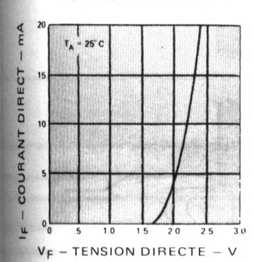


FIGURE 17 – Courant direct en fonction de la tension directe

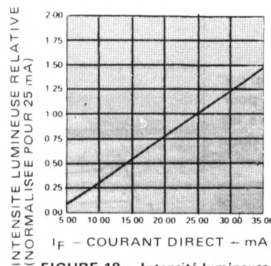


FIGURE 18 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

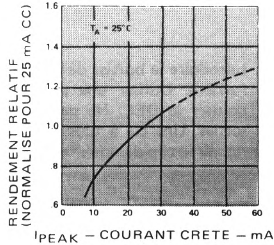


FIGURE 19 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

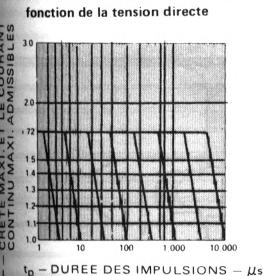


FIGURE 20 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

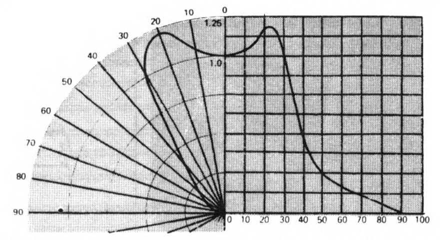
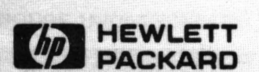


FIGURE 21 – Intensité lumineuse relative en fonction du déplacement angulaire



COMPOSANTS

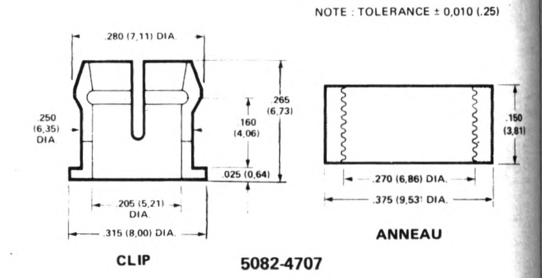
CLIP POUR MONTAGE DES DEL ⌀ 5 mm SUR PANNEAU (T-1 3/4)

HLMP-0103 (5082-4707)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Description

Le HLMP-0103 est constitué par un clip et son anneau de retenue en plastique noir servant à monter les DEL en boîtier T-1 3/4 sur panneau. L'épaisseur maximale de ce dernier doit être de 3,2 mm. Pour des panneaux d'épaisseur supérieure, ramener l'épaisseur à 3,2 mm par un lamage.



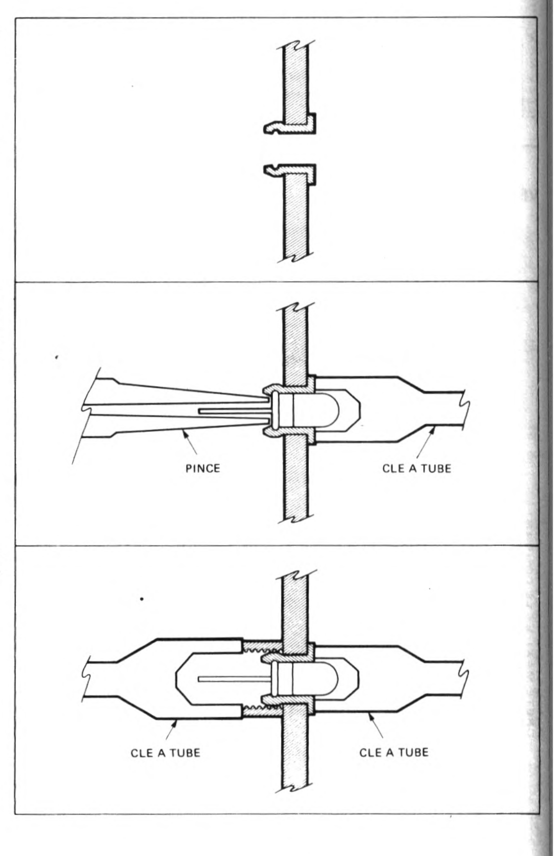
Montage

1. Percer un trou de diamètre égal à 6,20mm qui doit être ébarbé mais non chanfreiné.

2. Introduire le clip dans le trou par la face avant.

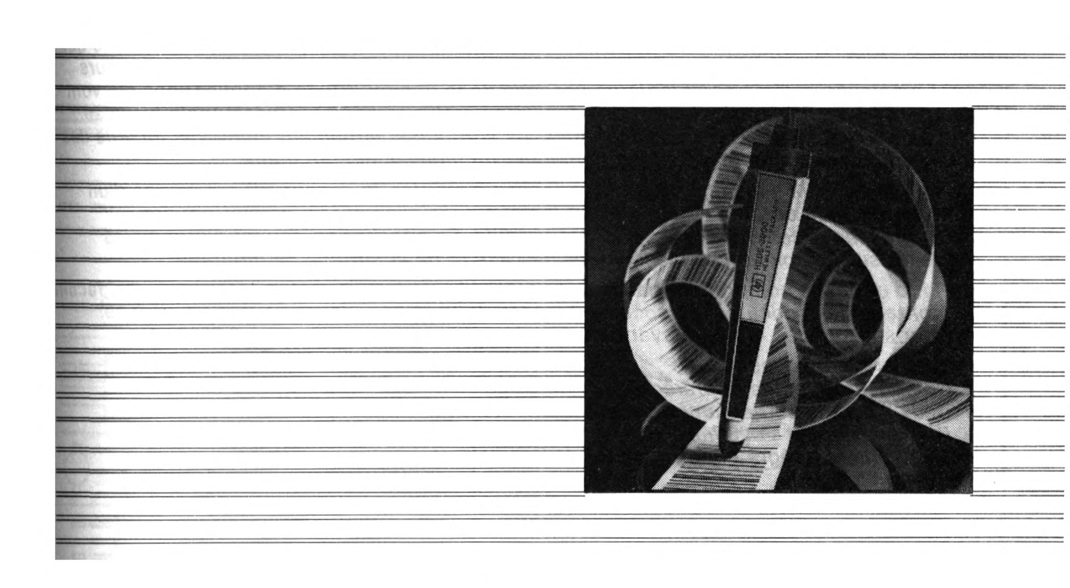
3. Introduire le boîtier de la DEL dans le clip par l'arrière. Utiliser une pince à bec long pour pousser la DEL. Ne pas forcer ou tordre les sorties. Une clé à tube peut être utilisée pour retenir le clip dans le trou.

4. Glisser l'anneau de retenue sur la partie arrière du clip en utilisant deux clés à tube, par exemple.



Emetteurs Détecteurs

- *Introduction*
- *Guide de sélection*
- *Codeur optique incrémentiel*
- *Lecteurs de codes-barres*
- *Modules de décodage des codes-barres*
- *Emetteurs et détecteurs optiques*



Lecteurs de codes-barres

HP a effectué des années de recherches avant d'atteindre son niveau de compétence dans la technologie des matériaux pour DEL, dans la fabrication des photo-transistors bipolaires intégrés et dans le domaine de la fabrication des lentilles de précision, ce qui lui a permis de réaliser les lecteurs de codes-barres HEDS-3000 et 3050. Ces lecteurs sont constitués d'un élégant boîtier ergonomique épousant les formes de la main. Le signal en sortie du lecteur est compatible avec les circuits TTL et Cmos standard éliminant ainsi la nécessité pour le fabricant de réaliser une interface analogique-numérique. Les performances des lecteurs numériques HP sont toutes spécifiées permettant ainsi au réalisateur du logiciel d'optimiser ce dernier.

Pour les utilisateurs ne désirant pas investir dans la technologie du décodage, Hewlett-Packard a développé un module de décodage complétant la ligne de ses lecteurs. Le premier de ceux-ci, le HEDS-0100, – 0150 est un décodeur pour code 39 entièrement constitué de circuits intégrés monté sur carte, particulièrement conçu pour servir de MPU esclave à la plupart des terminaux d'entrée, ou d'unité centrale à un petit terminal uniquement émetteur. Le module associé à un lecteur HEDS-3050 constitue pour un OEM un ensemble d'entrée de données complet d'excellent rapport qualité/prix, si l'on ne désire pas investir en logiciel de décodage.

Avantages de l'introduction des données par lecteur de codes-barres.

- *Beaucoup plus rapide que par touche.*
- *Plus grande précision due à la somme de contrôle.*
- *Plus besoin de claviste expérimenté.*
- *Prix très compétitif par rapport aux systèmes à clavier*
- *Support papier peu coûteux et facilement reproductible.*

Codeur optique incrémentiel.

Parallèlement à nos systèmes émetteur-détecteur de lumière, nous avons développé un codeur optique incrémentiel. Le codeur optique HP est un détecteur de déplacements qui convertit un mouvement rotatif en signaux binaires de niveau logique TTL. Les codeurs sont employés comme servomoteurs asservis dans une multitude d'applications qui vont des périphériques d'ordinateur et des systèmes audio et vidéo professionnels jusqu'au équipements de production automatiques. Ils sont aussi largement employés lorsque des informations numériques doivent commander un mouvement circulaire.

Constitué de trois sous-ensembles très faciles à monter, le codeur HP est équipé d'un système optique original et d'un circuit logique spécialisé qui lui permettent des performances excellentes malgré sa petite taille. Sa conception permet d'être moins exigeant sur les tolérances mécaniques de l'axe et de la surface de montage.

Un kit d'outillage comprenant gabarits de montage, tournevis dynamométrique, etc. facilite le montage des codeurs. Les codeurs équipés de la roue codeuse voulue peuvent se monter sur tous les moteurs ayant un diamètre d'axe courant (2 mm à 6,35 mm).

Particularités des codeurs HP.

- *Composants testés et préréglés.*
- *Deux voies de sortie numériques en quadrature.*
- *Boîtier compact ∅ 28 mm*
- *Entièrement intégré - Performances et fiabilité.*
- *Comptible LSTTL.*
- *Système compensé en température.*

Guide de sélection

Codeur incrémentiel

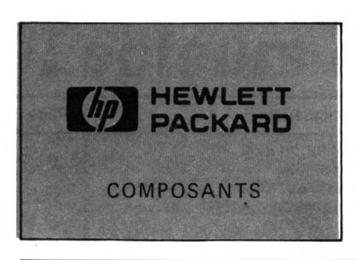
	Référence	Description	Particularités	Page
	HEDS-5000	Codeur incrémentiel ∅ 28 mm	• Faibles dimensions, ∅ = 28 mm • 500 pas/t (100-500 disponible) • 6 diamètres d'axe possibles • Montage rapide, 5 mn environ • Jeux axial admissible 0,25 mm • Fonctionnement de – 20 °C à + 85 °C	234
	HEDS-8900	Kit de montage	• Un kit permet d'assembler environ 12 codeurs à l'heure • Valise robuste et commode • Valable pour tous les diamètres d'axes disponibles.	242

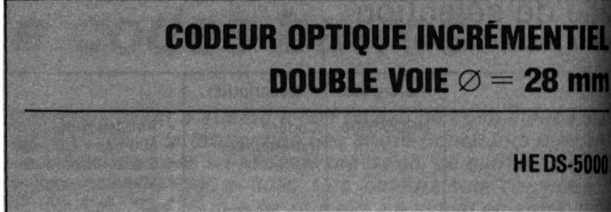
Lecteurs de codes-barres

	Référence	Description	Particularités		Page
	HEDS-3000	Lecteur avec interrupteur	• Sortie numérique • Interrupteur économiseur d'énergie • Blindage interne améliorant la réfection du bruit • Diverses options possibles		244
	HEDS-3050	Lecteur blindé sans interrupteur			
	HEDS-0100	Module de décodage de codes-barres	Sortie connecteur encartable 44 contacts pas 3,96 mm	• Carte standard • Décodage code 39 • Interface V24 - ASCII parallèle	250
	HEDS-0150		Sortie connecteur DIN 41612B,64 broches.		

Emetteurs-détecteurs

	Référence	Description	Particularités	Page
	HEDS-1000	Détecteur optique à réflexion de haute résolution	• Performances spécifiées et garanties • Source de lumière visible détectant la plupart des couleurs • Photo-détecteur intégré favorisant vitesse et réponse • Boîtier standard T0-5	258
	HEMT-3300	Emetteur 670 nm forte intensité	• Emission de lumière visible (proche infra-rouge) facilitant l'alignement • Compatible avec la plupart des phototransistors et des photodiodes	264
	HEMT-6000	Emetteur 700 nm forte intensité		266
	5082-4203 5082-4204 5082-4207	Photodiodes PIN de la série 5082-4200	• Faible courant d'obscurité • Grande sensibilité, large spectre de réponse, grande rapidité • Soudure des connexions internes hors du champs du flux lumineux (utilisation avec fibres optiques).	268
	5082-4205			
	5082-4220			

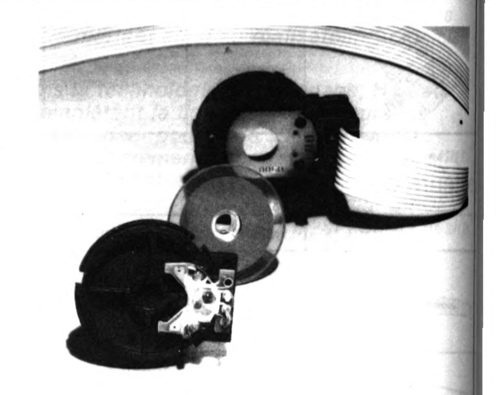




FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- PETITE TAILLE ϕ 28 mm
- 500 CYCLES/TOUR
- MONTAGE RAPIDE, 5 mn ENVIRON
- JEU LONGITUDINAL ADMISSIBLE EN BOUT D'AXE 0,25 mm
- SORTIE NUMERIQUE COMPATIBLE LSTTL
- ALIMENTATION 5 V UNIQUE
- TEMPERATURE DE FONCTIONNEMENT – 20°C à + 85°C
- ROBUSTESSE INHERENTE AUX SEMI-CONDUCTEURS



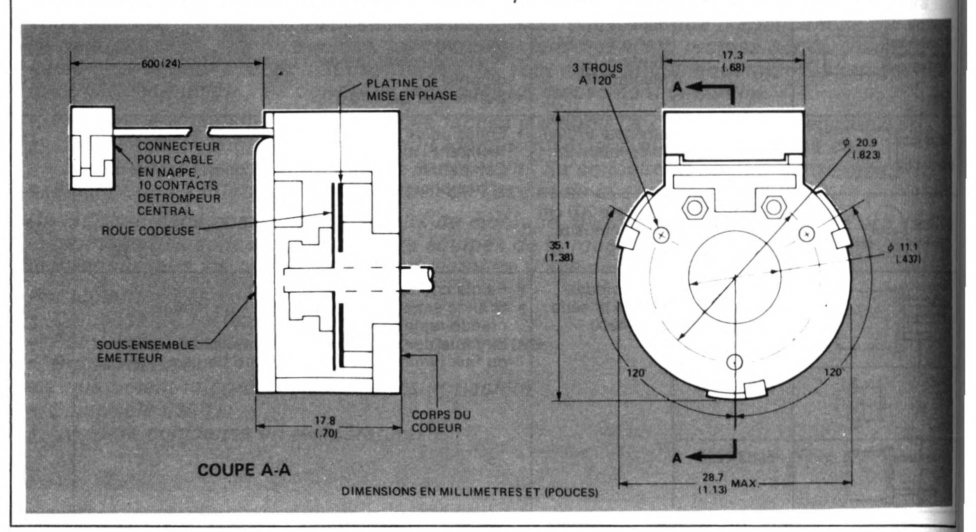
Description

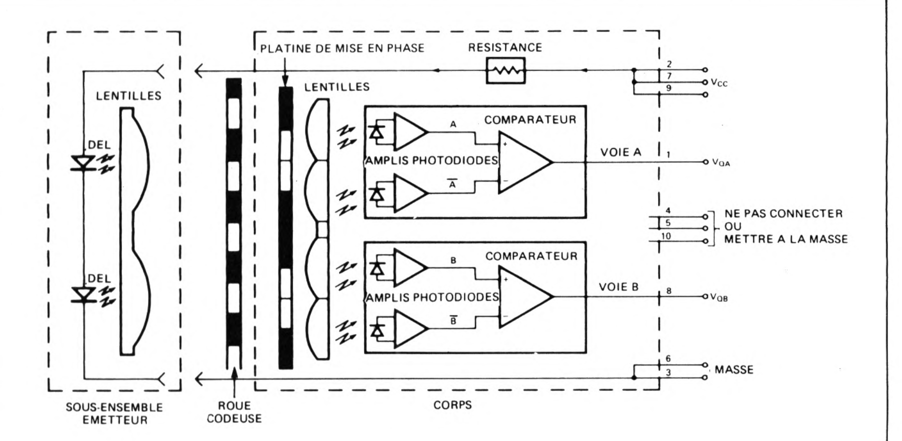
Le HEDS-5000 est un codeur optique rotatif de très haute résolution, d'une fiabilité et d'une facilité de montage remarquables. L'ensemble, dont le diamètre ne dépasse pas 30 mm, est constitué de trois éléments : le corps, la roue codeuse de faible inertie et le sous-ensemble émetteur. La lumière est fournie par deux DEL, elle est transmise à deux paires de détecteurs à travers un collimateur à lentille, une roue codeuse, une platine de mise en phase et une lentille de focalisation double.

La lumière focalisée arrive sur deux paires de détecteurs de lumière juxtaposés qui génèrent deux signaux carrés en quadrature à la sortie. La collimation et la configuration du détecteur améliorent la fiabilité à long terme en réduisant l'influence du jeu et de l'excentricité de l'axe ainsi que de la dégradation de la DEL. Le raccordement des sorties et de l'alimentation se fait à l'aide d'un câble en nappe de 0,6 m équipé d'un connecteur à 10 broches.

Applications

Imprimantes, traceurs de courbes, entraînement de disques et de bandes, robotique et tout système à base de servo-mécanismes nécessitent des codeurs de hautes performances.





Fonctionnement

Le principe du codeur est basé sur l'occultation momentanée d'un faisceau lumineux par un disque percé de fentes régulièrement espacées sur son pourtour. La lumière ainsi découpée est ensuite convertie en impulsions électriques.

La source lumineuse du HEDS-5000 est une diode électroluminescente émettant un faisceau de rayons parallèles grâce à une *lentille moulée. Le sous-ensemble émetteur* contient deux sources identiques, une par voie.

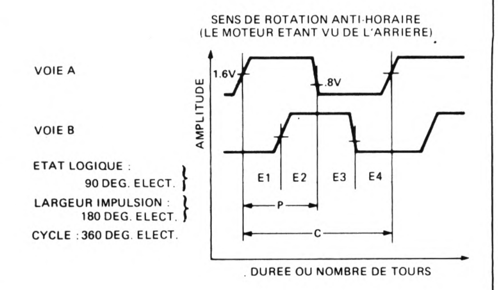
La roue codeuse est un disque de métal sur lequel sont ménagées 500 fenêtres régulièrement espacées sur son pourtour. La platine de mise en phase possède une ouverture avec système de réglage. Le faisceau lumineux n'est transmis que si une fenêtre et l'ouverture sont alignées. Il y a donc alternativement 500 périodes d'éclairement séparées par des noirs. Une lentille, derrière la platine de mise en phase, focalise la lumière sur un détecteur au silicium.

Le corps du décodeur contient la platine de mise en phase et les éléments propres à chaque voie, c'est-à-dire, le circuit de détection à deux photodiodes suivies de leur amplificateur, le comparateur et les circuits de sortie.

Les ouvertures de la platine devant chaque photodiode sont disposées de telle façon qu'à une période d'éclairement sur une des diodes corresponde une période de noir sur l'autre. Après amplification, le signal issu des photodiodes est appliqué à l'entrée d'un comparateur dont le signal de sortie change d'état lorsque l'amplitude relative des photocourants change de sens (montage push-pull). Les deux voies fonctionnent sur le même principe mais elles sont montées de manière que leur signaux de sortie soient en quadrature (déphasées de 90 degrés). Le sens de rotation est défini en recherchant celle des deux voies qui fournit le signal en avance. Les sorties fournissent des signaux logiques de niveau suffisant pour commander une charge LSTTL.

Le codeur est constitué de l'assemblage de ces trois parties. Il est fixé sur un moteur à l'aide de trois vis. La roue codeuse est ajustée à l'écartement voulu puis collée sur l'arbre moteur à la colle époxy. L'encliquetage du sous-ensemble émetteur sur le corps termine le montage. Le seul réglage nécessaire consiste à centrer le codeur par rapport à l'axe pour obtenir la meilleure quadrature.

Formes d'ondes et définitions



Degrés électriques

1 tour = 360 degrés d'angle
= 500 cycles
1 cycle = 360 degrés électriques

Erreur de positionnement

Différence angulaire entre la position réelle de l'arbre et sa position théorique calculée en comptant les cycles du codeur.

Erreur de cycle

Indication sur l'uniformité des cycles. Différence entre l'angle de l'arbre observé qui permet d'atteindre un cycle électrique et l'incrément angulaire nominal de 1/500 de tour.

Phase

Angle correspondant à l'écart entre le centre de l'impulsion A et le centre de l'impulsion B.

Valeurs limites absolues

Paramètres	Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
Température de stockage	T_S	– 55	100	°C	
Température de fonctionnement	T_A	– 55	85	°C	
Vibrations			20	g	Voir Note 2
Jeu axial de l'arbre			0,5	mm max.	
Excentricité de l'arbre plus jeu radial			0,1	mm max.	Le mouvement doit être limité même sous les conditions de choc
Tension d'alimentation	V_{CC}	– 0,5	7	V	
Tension de sortie	V_O	– 0,5	V_{CC}	V	
Courant de sortie	I_O	– 1	5	mA	
Vitesse de rotation			30.000	tr/mn	
Accélération	α		250.000	rad. s^{-2}	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètres	Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
Température	T	– 20	85	°C	Atmosphère sans condensation
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	5,5	V	Ondulation < 100 mV crête à crête
Ecartement de la roue codeuse			0,8	mm	Ecartement nominal 0,43 mm lorsque la roue codeuse est à l'écartement minimal
Perpendicularité de l'arbre plus jeu axial			0,25	mm	
Excentricité de l'arbre plus jeu radial			0,04	mm	à 10 mm de la surface de référence
Capacité	C_L		100	pF	

Caractéristiques du codage **Dans les limites des conditions de fonctionnement recommandées : f < 25 kHz – Nombre de cycles (N) : 500 cycles/t.**

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Notes (voir définitions)
Erreur en position angulaire	$\Delta\Theta$		10	40	minutes d'arc	1 cycle = 43,2 mn voir Figure 1
Erreur sur cycle	ΔC		3	10	degrés élect.	
Fréquence de comptage max.	f_{MAX}	100.000	200.000		Hertz	f = vitesse tr/mn x N/60
Erreur sur largeur d'impulsion	ΔP		20		degrés élect.	T = 25°C, voir Note 1
Coefficient de température de la largeur d'impulsion	α		1×10^{-5}	$2,5 \times 10^{-5}$	degrés élect. (°C x Hz)	$\Delta P = \alpha \times \Delta T \times f$ voir Figure 2
Sensibilité de la phase à l'excentricité			550		degrés élect./mm	
Sensibilité de la phase au jeu axial			20		degrés élect./mm	
Erreur de largeur sur état logique	ΔS		30		degrés élect.	T = 25°C, voir Note 1
Coefficient de température de la largeur des états	$\|\alpha\|$		1×10^{-5}	$2,5 \times 10^{-5}$	degrés électr. (°C x Hz)	$\Delta S = \alpha \times \Delta T \times f$ voir Figure 2

Caractéristiques mécaniques

Paramètre	Symbole	Dimensions	Tolérance	Unité	Notes
Dimensions extérieures		Voir dessin page 1			
Diamètres d'axe		2	+ 0,00, − 0,015	mm	
		3	+ 0,00, − 0,015	mm	
		1/8	+ 0,000, − 0,0007	pouces	3,17 mm $^{+0}_{-0,018}$
		3/16	+ 0,000, − 0,0007	pouces	4,76 mm $^{+0}_{-0,013}$
		5/32	+ 0,0002, − 0,0005	pouces	3,96 mm $^{+0,005}_{-0,013}$
		1/4	+ 0,000, − 0,0007	pouces	6,35 mm $^{+0}_{-0,018}$
Moment d'inertie	J	0,4		gcm^2	
Longueur d'axe nécessaire		12,8	± 0,5	mm	Voir Figure 7 Arbre dans la position pour laquelle il est le plus court
Diamètre d'inscription des vis de fixation		20,9	± 0,13	mm	Voir Figure 7
Type et dimensions des vis de fixation		1,6 x 0,35 x 5 DIN 84 ou 0-80 x 3/16 à tête autobloquante		mm / pouces	

Caractéristiques électriques

Dans les conditions de fonctionnement recommandées (T_A = 25°C)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Notes
Courant d'alimentation	I_{CC}		19	40	mA	
Tension de sortie, niveau haut	V_{OH}	2,4			V	I_{OH} = − 40 μA max.
Tension de sortie, niveau bas	V_{OL}			0,5	V	I_{OL} = 0,4 mA (une charge LSTTL)
Temps de montée	t_r		0,5		μs	C_L = 25 pF, R_L = 11 K
Temps de descente	t_f		0,2		μs	C_L = 25 pF, R_L = 11 K
Capacité du câble	C_{CO}		12		pF/m	Fil de sortie relié à la masse

Notes :

1. Les erreurs sur la largeur d'impulsions et des états dépendent du montage de l'ensemble, de l'environnement et des tolérances mécaniques sur les composants. Dans un lot convenablement monté et fonctionnant dans les limites préconisées, on peut supposer que 95% des codeurs présentent des erreurs sur la largeur des impulsions inférieures à 60 degrés et des erreurs sur les états inférieures à 70 degrés. A température ambiante normale, les erreurs attendues sont comprises entre 35 et 45 degrés.
2. L'accélération est limitée à 20 g par la résonance axiale de la roue codeuse à 2000 Hz. Le cordon de raccordement doit être solidement maintenu pour lui éviter toute fatigue. Se reporter à la note d'applications AN 1011 pour tout complément d'informations.
3. La longueur totale d'un codeur assemblé est de 17,8 mm. Il est cependant recommandé de prévoir un espace de 21,6 mm, des développements futurs prévoyant une version améliorée du codeur HEDS-5000 légèrement plus longue.

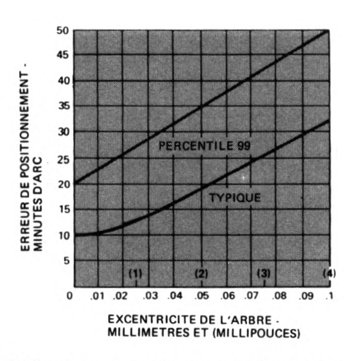


FIGURE 1 – Erreur de positionnement en fonction de l'excentricité de l'arbre

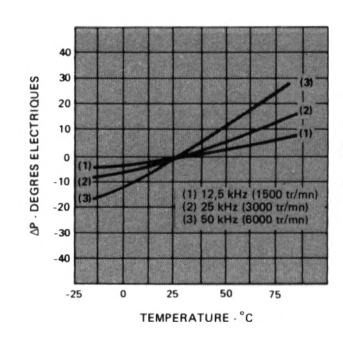


FIGURE 2 – Variation typique de la largeur de l'impulsion (ΔP) en fonction de la température

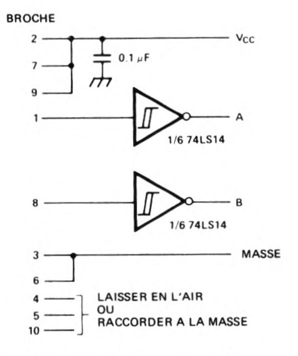
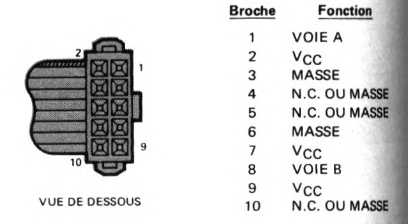


FIGURE 3 – Circuit d'interface recommandé



Broche	Fonction
1	VOIE A
2	V_{CC}
3	MASSE
4	N.C. OU MASSE
5	N.C. OU MASSE
6	MASSE
7	V_{CC}
8	VOIE B
9	V_{CC}
10	N.C. OU MASSE

S'ENFICHE SUR UN CONNECTEUR BERG 65-692-001 OU EQUIVALENT

FIGURE 4 – Connecteur

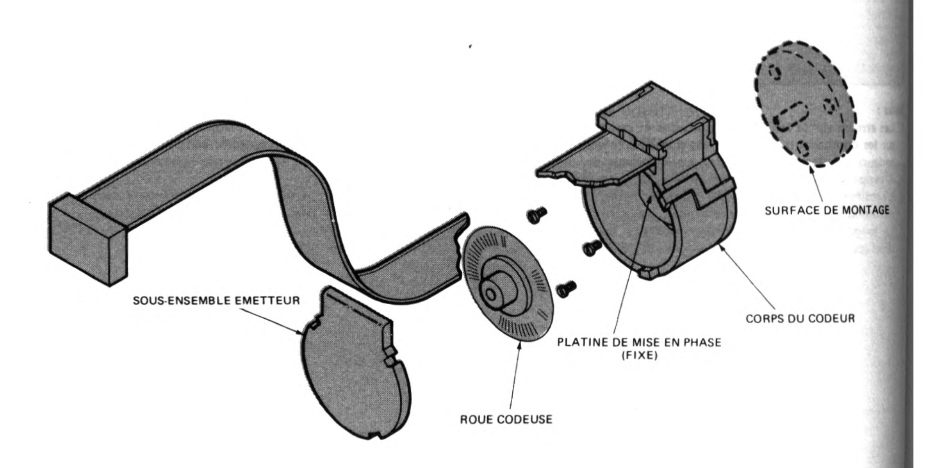


FIGURE 5 – Kit du codeur HEDS-5000

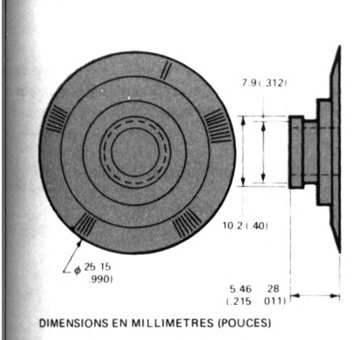


FIGURE 6 – Roue codeuse

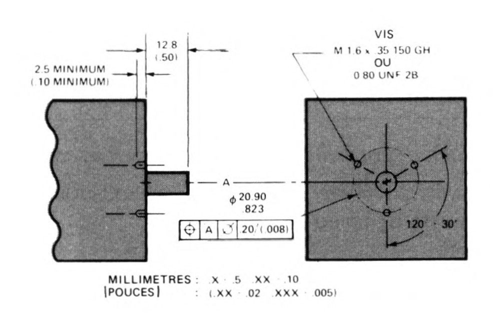
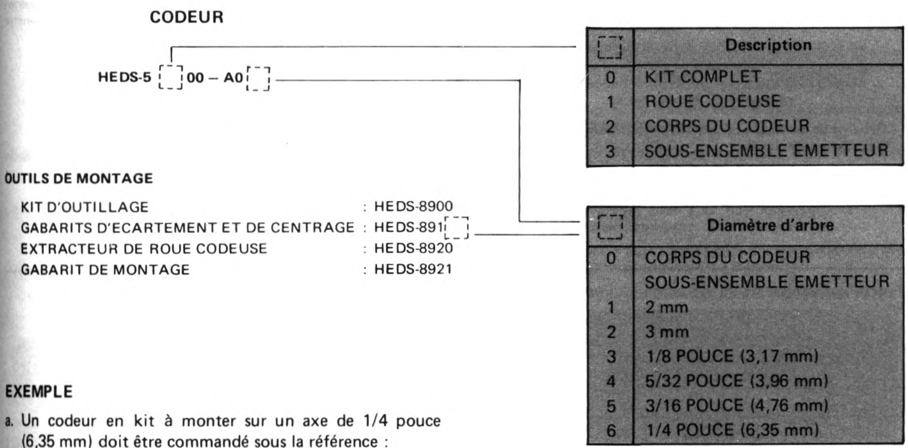


FIGURE 7 – Cotes de montage

Modalités de commande



CODEUR

HEDS-5 [ ] 00 – A0 [ ]

[ ]	Description
0	KIT COMPLET
1	ROUE CODEUSE
2	CORPS DU CODEUR
3	SOUS-ENSEMBLE EMETTEUR

OUTILS DE MONTAGE

KIT D'OUTILLAGE	: HEDS-8900
GABARITS D'ECARTEMENT ET DE CENTRAGE	: HEDS-891[ ]
EXTRACTEUR DE ROUE CODEUSE	: HEDS-8920
GABARIT DE MONTAGE	: HEDS-8921

[ ]	Diamètre d'arbre
0	CORPS DU CODEUR SOUS-ENSEMBLE EMETTEUR
1	2 mm
2	3 mm
3	1/8 POUCE (3,17 mm)
4	5/32 POUCE (3,96 mm)
5	3/16 POUCE (4,76 mm)
6	1/4 POUCE (6,35 mm)

EXEMPLE

a. Un codeur en kit à monter sur un axe de 1/4 pouce (6,35 mm) doit être commandé sous la référence :
HEDS-5000-A06

b. Pour obtenir l'ensemble complet de l'outillage de montage, bien spécifier sur la commande :
1. Kit d'outillage HEDS-8900,
2. Gabarits d'écartement et de centrage HEDS-891X (par exemple pour un axe de 1/4 pouce, HEDS-8916).

Se reporter à la fiche technique des kits d'outillage HEDS-8900 et 891X.

Kit d'assemblage (voir note d'applications AN 1011)

Le montage du codeur se fait en quatre étapes : a - fixation du corps du codeur; b - réglage de l'écartement; c - montage de la roue codeuse; d - mise en phase. La méthode qui suit assure un montage rapide et correct. La procédure peut subir des aménagements lorsque l'on procède à un montage particulier ou que l'on doit monter une certaine quantité de codeurs.

> *ATTENTION*
> *MANIER LA COLLE AVEC PRECAUTION. BIEN SE CONFORMER AUX RECOMMANDATIONS DU FABRICANT.*

LIRE ATTENTIVEMENT ET EN ENTIER LA PROCEDURE DE MONTAGE AVANT DE COMMENCER.

1.0 CONSTITUTION DU KIT

1.1 Codeur

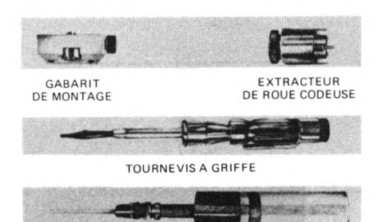
Corps
Ensemble émetteur
Roue codeuse

1.2 Produits consommables

Colle 3145 RTV - Dow Corning
Seringue
Colle époxy - Hysol IC
Bâtonnets
Acétone

1.3 Outils de montage

Kit de montage HEDS-8900 ou équivalent
(voir fiche technique)



GABARIT DE MONTAGE — EXTRACTEUR DE ROUE CODEUSE

TOURNEVIS A GRIFFE

TOURNEVIS DYNAMOMETRIQUE

Gabarits de centrage et d'écartement HEDS-891X
(voir fiche technique)

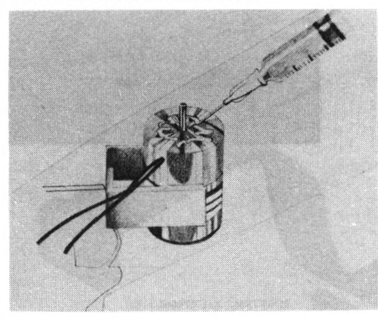


GABARIT D'ECARTEMENT
(ROUE CODEUSE FICTIVE)



GABARIT DE CENTRAGE

2.0 PREPARATION DE SURFACE



LA DUREE DES OPERATIONS ENTRE CETTE ETAPE ET L'ETAPE 8.0 NE DOIT PAS DEPASSER UNE DEMI-HEURE.

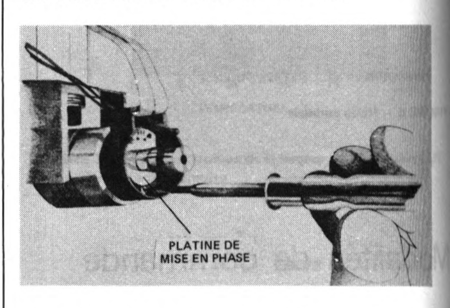
2.1 Nettoyer et dégraisser à l'acétone la surface du flasque arrière sur lequel doivent être collés le codeur et l'arbre moteur.

2.2 Remplir une seringue de colle RTV.

2.3 Introduire de la colle RTV dans les trous taraudés et les relier entre eux par un filet abondant de colle.

> *ATTENTION : NE PAS INTRODUIRE DE COLLE DANS LES ROULEMENTS DU MOTEUR.*

3.0 FIXATION DU CORPS DU CODEUR



3.1 Appliquer le corps du codeur sur le flasque arrière du moteur. Introduire le gabarit de centrage sur l'axe, partie conique en premier et déplacer le corps du connecteur pour qu'il pénètre dans le trou central de la platine de mise en phase.

3.2 Introduire alors une première vis et la visser sans bloquer.

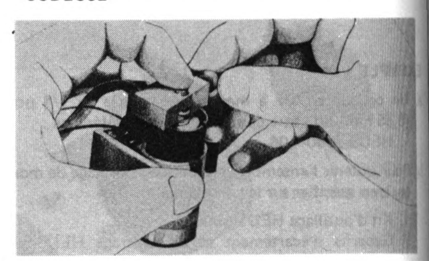
> *NE PAS SERRER LA VIS A CETTE ETAPE !*

3.3 Introduire et visser les deux autres vis sans serrer.

3.4 Avec le tournevis dynamométrique visser les vis à fond avec un couple de 5 Ncm (voir Notes 3 et 4).

3.5 Enlever le gabarit de centrage.

4.0 REGLAGE DE L'ECARTEMENT DE LA ROUE CODEUSE



4.1 Faire glisser la roue codeuse fictive sur l'axe jusqu'à ce qu'elle repose sur la platine de mise en phase.

4.2 Placer le gabarit de montage, dont la vis à tête moletée aura été desserrée au préalable, sur le rebord du corps du codeur, dont les cannelures doivent se placer dans les crans de l'outil.

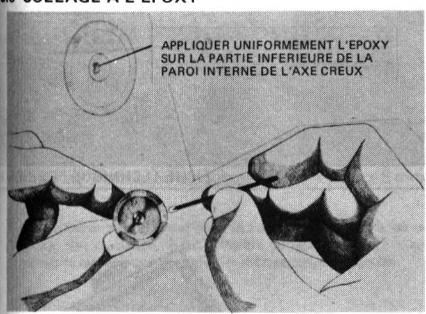
4.3 Laisser le gabarit se placer d'équerre sur la roue codeuse fictive. Appuyer légèrement sur l'axe de l'outil et bloquer la vis.

4.4 Retirer le gabarit et la roue codeuse fictive.

LE GABARIT DE MONTAGE EST REGLE AU BON ECARTEMENT.

> *NE PLUS DEBLOQUER LA VIS AVANT D'AVOIR TERMINE LE MONTAGE.*

5.0 COLLAGE A L'EPOXY



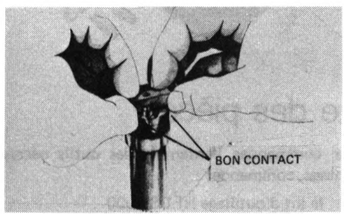
ATTENTION : MANIPULER LA ROUE CODEUSE AVEC BEAUCOUP DE PRECAUTIONS.

5.1 Prendre une goutte de colle avec l'extrémité d'un des bâtonnets.

5.2 Etaler l'époxy à l'intérieur de la partie inférieure de l'axe creux de la roue codeuse.

5.3 Saisir la roue codeuse par son axe creux et y introduire l'arbre sur une longueur d'environ 3 mm pour être d'équerre.

6.0 MONTAGE DE LA ROUE CODEUSE



6.1 Tirer sur l'arbre, côté menant pour réduire le jeu axial.

6.2 Placer la roue codeuse dans le gabarit de montage et pousser vers le bas.

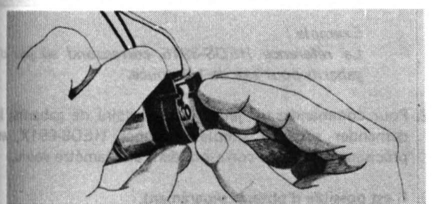
6.3 Vérifier l'aplomb du gabarit sur le rebord du corps et le contact de la roue codeuse avec l'axe creux.

6.4 La colle époxy ne doit pas sortir du trou de l'arbre.

NE PAS TOUCHER A LA ROUE CODEUSE APRES ASSEMBLAGE

Voir Note 5.

7.0 SOUS-ENSEMBLE EMETTEUR



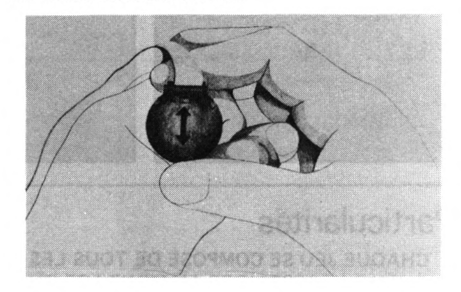
7.1 Enduire d'un filet de RTV la rainure circulaire située sur la partie interne du sous-ensemble émetteur.

7.2 Vérifier visuellement que les deux conducteurs du sous-ensemble émetteur sont bien droits.

7.3 Maintenir le sous-ensemble bien parallèle au rebord du corps du codeur. Introduire le tenon du sous-ensemble émetteur dans le trou correspondant du corps du codeur, puis appuyer jusqu'à verrouillage.

7.4 Vérifier visuellement l'assise correcte du sous-ensemble émetteur en particulier côté câble de liaison.

8.0 REGLAGE DE LA PHASE



8.1 Raccorder le câble de liaison du codeur.

8.2 Faire tourner le moteur. Avec un oscilloscope ou un phase-mètre, régler la phase pour l'erreur minimale en déplaçant le codeur sur sa surface de montage comme l'indique la flèche.

8.3 Manipuler le codeur avec précaution jusqu'à ce que la colle soit sèche (24 heures à température ambiante, 2 heures à 60°C).

Se reporter à la note d'applications 1011 qui fournit un schéma de phase-mètre.

9.0 EXTRACTION DE LA ROUE CODEUSE

Au cas où il serait nécessaire de retirer la roue codeuse pour une raison quelconque une fois la colle sèche, utiliser l'extracteur de la façon suivante :

9.1 Retirer le sous-ensemble émetteur en introduisant la lame d'un tournevis dans les fentes situées sur le pourtour du rebord du codeur. Eviter de tordre les conducteurs.

9.2 Tourner la vis de l'extracteur dans le sens anti-horaire jusqu'à ce que son extrémité ne dépasse plus.

9.3 Glisser les griffes de l'extracteur dans la gorge de l'axe creux de la roue codeuse.

9.4 En maintenant solidement le corps du codeur, faire tourner la vis à tête moletée jusqu'à ce que son extrémité vienne en contact de l'axe du moteur.

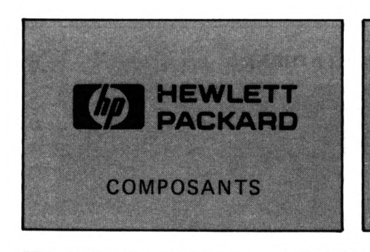
9.5 En continuant à faire tourner la vis, les griffes extraient la roue codeuse de l'axe après avoir brisé la colle.

9.6 Nettoyer l'arbre moteur avant de remonter une autre roue codeuse.

AVANT REMONTAGE, RETIRER TOUS LES DEBRIS ET VERIFIER SI LA PLATINE DE MISE EN PHASE N'A PAS ETE DETERIOREE.

NOTES :

3. Sous cette pression, le codeur pourra encore être déplacé sur sa surface de contact avec toutefois un effort assez conséquent des pouces.
4. Le tournevis dynamométrique livré dans le kit est réglé à ce couple. Il convient toutefois de le réétalonner périodiquement.
5. Si la roue codeuse a été déplacée pour une raison quelconque, l'extraire, nettoyer l'arbre moteur et recommencer son montage à partir de l'étape 5.1.



JEUX D'OUTILS POUR MONTAGE DU CODEUR HEDS-5000

HEDS-8900
HEDS-891X

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Particularités

- CHAQUE JEU SE COMPOSE DE TOUS LES OUTILS NECESSAIRES AU MONTAGE DU CODEUR HEDS-5000
- UN JEU D'OUTILS PERMET D'ASSEMBLER ENVIRON 12 CODEURS A L'HEURE
- LE KIT EST CONTENU DANS UN ROBUSTE COFFRET
- IL EXISTE UNE REFERENCE DE KIT PAR DIAMETRE D'ARBRE
- IL EST POSSIBLE D'ACQUERIR LES OUTILS SEPAREMENT POUR EQUIPER PLUSIEURS STATIONS DE MONTAGE



Description

Le kit d'outillage HEDS-8900 associé au jeu de gabarits d'écartement et de centrage correct permet de monter facilement et avec les meilleures chances de succès le codeur HEDS-5000.

Les outils valables pour tous les diamètres d'arbre sont regroupés dans le coffret portable. Le coussin en mousse de plastique possède en réserve des logements permettant de ranger les gabarits d'écartement et de centrage qui vous sont nécessaires. L'extracteur HEDS-8920 et le gabarit de montage HEDS-8921 compris dans le kit 8900 peuvent s'acheter séparément.

Suivre les indications des modalités de commande pour se procurer les outils appropriés.

Modalités de commande

Kit d'outillage HEDS-8900 (toutes dimensions d'axe)

1 tournevis dynamométrique réglé à 5 Ncm
1 tournevis à griffe
1 gabarit de montage HEDS-8921
1 extracteur de roue codeuse (HDES-8920)
1 coffret portable

Jeu de gabarits d'écartement et de centrage HEDS-891X

1 gabarit de centrage conique
1 gabarit d'écartement

NOTE : A commander sous la référence correspondant au diamètre d'arbre utilisé.

HEDS-8920

1 extracteur de roue codeuse tous diamètres d'arbre

HEDS-8921

1 gabarit de montage tous diamètres d'arbre

Liste des pièces

1. Pour commander l'ensemble des outils nécessaires au montage, commander :

   a : le kit d'outillage HEDS-8900
   b : le jeu de gabarits d'écartement et de centrage HEDS-891X

X	ϕ arbre
0	non utilisé
1	2 mm
2	3 mm
3	1/8 pouce, 3,17 mm
4	5/32 pouce, 3,96 mm
5	3/16 pouce, 4,76 mm
6	1/4 pouce, 6,35 mm

Exemple :
La référence HEDS-8916 correspond au jeu de gabarits pour axe de 1/4 pouce.

2. Pour commander un jeu supplémentaire de gabarits, le demander sous sa simple référence HEDS-891X, en précisant le numéro correspondant au diamètre voulu.

3. Il est possible d'obtenir séparément :

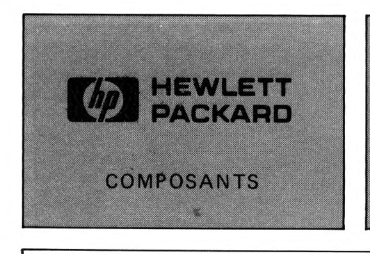
   a : le jeu de gabarits d'écartement et de centrage HEDS-891X
   b : l'extracteur de roue codeuse HEDS-8920
   c : le gabarit de montage HEDS-8921

Produits consommables

Les produits nécessaires suivants ne sont pas fournis par Hewlett-Packard :

Acétone ou autre produit dégraissant
Colle RTV - Dow Corning 3145 ou GE 162*
Colle époxy - Hysol 1C*
Seringues
Cure-dents
Trois vis à tête auto bloquantes M 1,6 x 0,35 x 5 mm ou UNF 0-80 x 3/16

* Ces colles ont été choisies pour leur qualité de viscosité, de tenue et de non corrosion. Il est possible de leur substituer d'autres produits qui devront posséder les mêmes caractéristiques.



LECTEUR DE CODES BARRES A SORTIE NUMÉRIQUE

HEDS-3000
HEDS-3050

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **RESOLUTION 0,3 mm**
  Facilite la lecture des codes barres
- **SORTIE NUMERIQUE**
  Sortie à collecteur ouvert compatible TTL et CMOS
- **MISE EN MARCHE PAR BOUTON-POUSSOIR (HEDS-3000)**
  Le lecteur n'est alimenté que lorsque le poussoir est enfoncé
- **ALIMENTATION PAR SOUCE UNIQUE**
- **ELEGANCE DU BOITIER**
- **FAIBLE RESISTANCE DE FRICTION DE L'EMBOUT**
- **FIABILITE**
  Emploi de DEL et de la technologie des circuits intégrés
- **BOITIER ET CABLE BLINDES (HEDS-3050)**
  Réduction de la sensibilité des circuits aux interférences électromagnétiques sur les systèmes alimentés en alternatif



Description

Les lecteurs de codes barres se présentent sous la forme d'un stylo extrêmement maniable. Ils permettent de décoder tous les codes barres dont la ligne la plus fine peut être au minimum de 0,3 mm. Ils sont constitués par un lecteur optique comportant une source de lumière à 700 nm, un photodétecteur et des lentilles asphériques, suivi d'un circuit de mise en forme interne transformant les informations optiques fournies par les barres et les intervalles en impulsions logiques de largeur correspondante.

Le HEDS-3000 est équipé d'un interrupteur à contact momentané permettant d'économiser l'énergie sur les appareils alimentés sur piles ou batteries.

Le HEDS-3050 ne possède pas cet interrupteur. Il est par contre muni d'un écran interne destiné à le protéger des interférences électromagnétiques, des décharges électrostatiques et des bouclages par la masse.

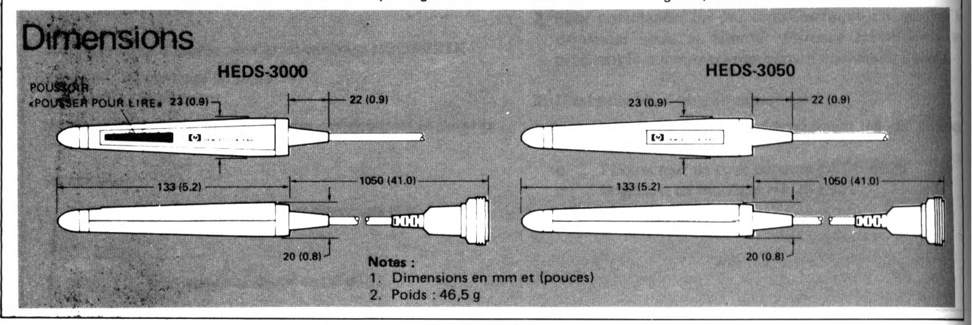
Les HEDS-3000 et -3050 sont livrés équipés de leur câble de liaison (104 cm) terminé par un connecteur subminiature 9 broches.

Applications

Un lecteur de codes barres remplace utilement un clavier pour collecter les informations groupées. La lecture des codes barres est plus rapide que l'introduction de données au clavier, et plus précise du fait que la plupart des codes ont un contrôle d'erreur.

Les diverses applications possibles sont les suivantes : collecte de données à distance, identification de carte, contrôle de sécurité, vérification de l'ordre d'archivage, inventaires, identification de pièces détachées en fabrication ou dépannage, programmation d'appareils électriques d'instruments intelligents, d'ordinateurs individuels.

Dimensions



Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Poids : 46,5 g

Fonctionnement électrique

Les HEDS-3000 et -3050 comportent un détecteur optique très précis, un amplificateur linéaire, un circuit numérique et un transistor de sortie fournissant un signal de niveau compatible TTL à partir d'une tension d'alimentation comprise entre 3,6 et 5,75 V continus. Un niveau logique haut (1) correspond à une barre noire, non réfléchissante, un niveau logique bas (0) à un intervalle blanc entre barres réfléchissantes (V_O, broche 2). La sortie est constituée par un transistor à collecteur ouvert.

Le bouton-poussoir du HEDS-3000 permet de fermer le circuit d'alimentation de la DEL 700 nm et des circuits électroniques. Lorsque le bouton est enfoncé, le rebondissement des contacts produit un train d'impulsions aléatoires à la sortie V_O. Ce train d'impulsions se stabilise en moins de 0,5 ms.

Le HEDS-3050 ainsi que son câble de liaison sont protégés par un blindage métallique relié à la broche 5 du connecteur qui doit être mis à la masse logique du système, ou encore mieux mis à la terre. La protection contre les interférences électromagnétiques et les décharges statiques est ainsi nettement améliorée.

Les interfaces logiques recommandées sont illustrées figure 3. Ce système de liaison donne les meilleurs résultats pour protéger le lecteur ainsi que le système, auquel il est raccordé, contre les décharges électrostatiques.

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Largeur d'une barre	s, b	0,3		mm
Vitesse de balayage	v_{scan}	7,6	76	cm/s
Contraste	PCS	70		%
Tension d'alimentation	V_S	3,6	5,75	V
Température	T_A	0	55	°C
Orientation	voir figure 1			

Valeurs limites absolues

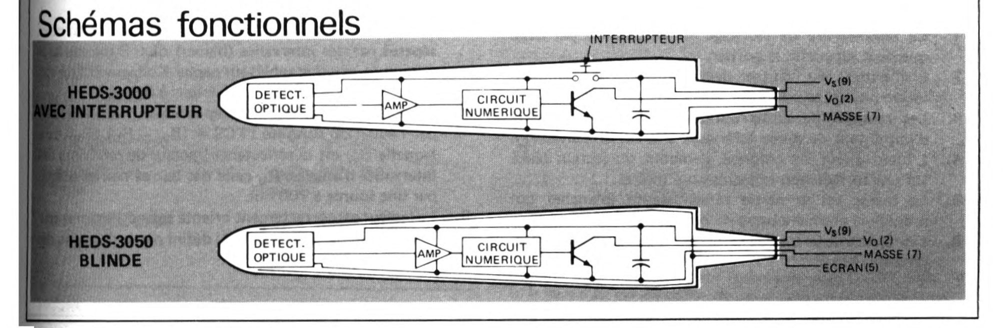
Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
Température de stockage	T_S	– 20	55	°C	1
Température de fonctionnement	T_A	0	55	°C	
Tension d'alimentation	V_S	– 0,5	6	V	2
Puissance du transistor de sortie	P_T		200	mW	
Tension de sortie collecteur	V_O		20	V	

Caractéristiques électriques

(V_S = 3,6 V à 5,75 V à T_A = 25°C, R_L = 2,2 kΩ, sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Rebondissement du poussoir	t_{sb}		0,5	5	ms			3
Courant de sortie niveau haut	I_{OH}			– 400	µA	V_{OH} = 2,4 V, barre (noir)	3	
Tension de sortie niveau bas	V_{OL}			0,4	V	I_{OL} = 16 mA, intervalle (blanc)	3	
Temps de montée en sortie	t_r		2		µs	10%-90% de la transition	3	
Temps de descente en sortie	t_f		2		µs	10%-90% de la transition	3	
Courant d'alimentation	I_S			50	mA	V_S = 5 V, barre (noir)		2, 4

Schémas fonctionnels



ERREURS GARANTIES SUR LA LARGEUR

(V_S = 5 V, T_A = 0°C à 55°C, R_L = 2,2 kΩ, sauf indication contraire)

Paramètre		Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Conditions de mesure		Fig.	Notes
Erreur sur largeur barre	1er	Δb_1		0,08	0,13	mm	T_A = 25°C	Marge ≥ 5 mm Hauteur = 0,25 mm Inclinaison = 0° v_{scan} = 50 cm/s Carte d'essai standard Orientation préférentielle b = s = 0,3 mm 2b = 2s = 0,6 mm	1 2,6 11	5 7,8 9
				0,10	0,15		T_A = 0° à 55°C			
	Inter-médiaire	Δb	−0,04	0,05	0,10	mm	T_A = 25°C		1,2 6,11	6,7 8,9
			−0,05	0,05	0,11		T_A = 0° à 55°C			
Erreur sur largeur espace	Inter-médiaire	Δs	0,04	−0,05	−0,10	mm	T_A = 25°C		1,2 6,11	6,7 8,9
			0,05	−0,05	−0,11		T_A = 0° à 55°C			
Vitesse d'analyse		v_{scan}	7,6		76	cm/s			9	7
Longueur d'onde crête de l'émetteur		λ		700		nm	T_A = 25°C			

ERREURS TYPIQUES SUR LA LARGEUR

(V_S = 5 V, T_A = 25°C, R_L = 2,2 kΩ, sauf indication contraire)

Paramètre			Symbole	Erreur typique Inclinaison = 0° H* = 0,25 mm	Erreur typique Inclinaison = 30° H* = 0,0 mm	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Erreur sur largeur barre	de marge	à 1er	Δb_1	0,08	0,11	mm	Marge ≥ 5 mm 1b = 1s = 0,3 mm 2b = 2s = 0,6 mm T_A = 25°C V_S = 5 V v_{scan} = 50 cm/s Orientation préférentielle Carte d'essai standard	1,2	5,7,8
	1s	1b	Δb_{1-1}	0,03	0,04	mm		1,2	6,7,8
	2s	1b	Δb_{2-1}	0,06	0,07	mm		1,2	6,7,8
	1s	2b	Δb_{1-2}	0,02	0,02	mm		1,2	6,7,8
	2s	2b	Δb_{2-2}	0,05	0,05	mm		1,2	6,7,8
Erreur sur largeur espace	1b	1s	Δs_{1-1}	− 0,04	− 0,04	mm		1,2	6,7,8
	2b	1s	Δs_{2-1}	− 0,03	− 0,03	mm		1,2	6,7,8
	1b	2s	Δs_{1-2}	− 0,07	− 0,08	mm		1,2	6,7,8
	2b	2s	Δs_{2-2}	− 0,06	− 0,06	mm		1,2	6,7,8

* H = distance carte-embout

Notes :

1. La température de stockage est déterminée par celle que peut supporter le boîtier.
2. L'amplitude du bruit et de l'ondulation sur l'alimentation ne doit pas dépasser 100 mV.
3. Les rebonds de l'interrupteur provoquent une série d'impulsions de durée inférieure à la ms en sortie V_O.
4. L'interrupteur est enfoncé, l'embout du lecteur placé sur une surface non-réfléchissante (noire).
5. La marge est la partie réfléchissante (blanche) qui précède la première barre du code.
6. Les barres intermédiaires et les intervalles suivent la première barre.
7. Le code barre d'essai est constitué de traits noirs séparés par des intervalles (blancs) de 0,3 mm de large minimum, photographiés sur papier Kodagraph Transtar TC5 R avec un contraste supérieur à 0,9.
8. Le signal de contraste photographique (PCS) est défini par l'équation suivante : PCS = $(R_w - R_b) / R_w$, dans laquelle R_w est la réflectance (facteur de réflexion) des intervalles blancs et R_b celle des barres noires, éclairés par une source à 700 nm.
9. Le lecteur est correctement orienté quand l'interrupteur se trouve dans le plan vertical défini par la direction des barres.

FONCTIONNEMENT

La résolution du lecteur est spécifiée en terme d'erreur sur la largeur (WE) des barres et des intervalles. L'erreur sur la largeur est définie comme étant la différence entre la largeur calculée d'une barre (B) ou d'un intervalle (S) et sa mesure optique. Lorsque la vitesse de déplacement (V_{scan}) du lecteur est constante, l'erreur sur la largeur est calculée de la façon suivante :

$B = t_b \cdot v_{scan}$
$S = t_s \cdot v_{scan}$
$\Delta b = B - b$
$\Delta s = S - s$

avec

$\Delta b, \Delta s$ = erreur en mm sur la largeur d'une barre, d'un intervalle
b, s = largeur en mm d'une barre, d'un intervalle, mesurée optiquement
B, S = largeur calculée, en mm, d'une barre, d'un intervalle
v_{scan} = vitesse de déplacement en mm/s
t_b, t_s = largeur des impulsions en sortie du lecteur

La grandeur de l'erreur sur la largeur dépend de la largeur de la barre précédant l'intervalle blanc (ou inversement). L'erreur maximale garantie est spécifiée comme un maximum sur la transition marge-première barre ou encore les maximums ou minimums sur les transitions barres intermédiaires-intervalles. L'erreur typique sur la largeur couvre toutes les transitions possibles d'un code à deux niveaux (deux parmi cinq). Par exemple : l'erreur sur la largeur $\Delta b_{2 \rightarrow 1}$ spécifie l'erreur sur la largeur d'une barre d'un module (0,3 mm) précédé d'un intervalle (blanc) ayant une largeur de deux modules (0,6 mm).

L'erreur sur la largeur d'une barre Δb, de polarité positive, fait apparaître la valeur calculée de B comme supérieure à la largeur réelle du bâtonnet imprimé, la polarité négative de l'erreur sur un intervalle fournit une image plus étroite de celui-ci. La constance de la polarité des erreurs donne l'idée d'utiliser un système de décodage qui moyenne les mesures sur les barres et les intervalles à l'intérieur des caractères pour avoir un meilleur pourcentage de bonnes lectures.

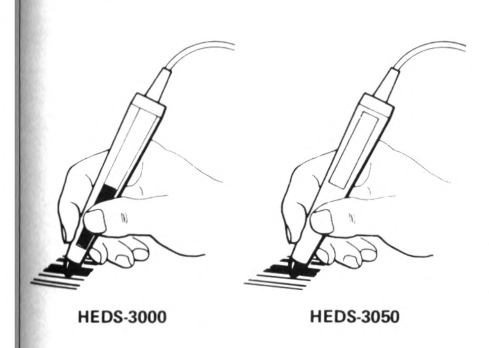
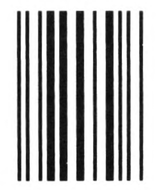


FIGURE 1 – Orientation préférentielle

Le lecteur réagit à un code barre ayant un module de 0,3 mm lorsque son inclinaison (par rapport à la normale à la carte) est comprise entre 0° et 30°, les meilleurs résultats étant obtenus lorsque le lecteur est orienté dans le sens préférentiel (figure 1), incliné entre 10 et 20°, et l'embout en contact direct avec la carte sur laquelle le code est imprimé. La distance H du lecteur à la carte, le lecteur étant perpendiculaire à celle-ci, est mesurée à partir de la fenêtre de l'embout, s'il est incliné, c'est à partir du point de l'embout le plus proche de la carte. L'erreur sur la largeur est spécifiée pour l'orientation préférentielle, en utilisant une carte d'essai de référence constituée de barres noires séparées par des intervalles blancs. La figure 2 illustre un exemple de code à deux niveaux. Le cliché est tiré sur papier Kodagraph Transtat TC5®, la largeur nominale d'un module étant de 0,3 mm et le contraste blanc/noir étant supérieur à 90%.



LARGEUR DES BARRES 0,3 mm (0,012 in.) NOIR ET BLANC
$R_{BLANC} \geq 75\%$, PCS $\geq$ 0,9 PAPIER KODAGRAPH TRANSTAR TC5®

FIGURE 2 – Carte d'essai standard

®TRANSZORB MARQUE DEPOSEE DE GENERAL SEMICONDUCTOR INDUSTRIES. TEMPE AZ.

POUR LIRE POUSSER
3 TRANSZORB PAR DISPOSITIF
V_6(9)
+5V
1K 5% 1/4W
.01μF
10μF
4.7μF
V_0(2)
74LS14
MASSE (7)
HEDS-3000
INTERFACE DE SUPPRESSION DES DECHARGES

FIGURE 3a – Interface logique recommandée pour HEDS-3000

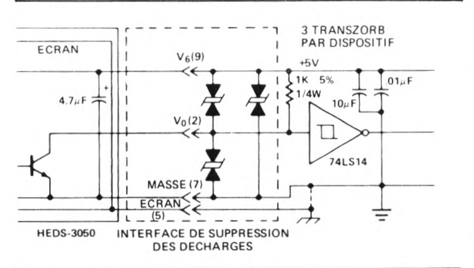


FIGURE 3b – Interface logique recommandée pour HEDS-3050 (si la terre n'est pas accessible, raccorder l'écran à la masse logique, comme l'indique la ligne en pointillé)

Performances typiques $(R_L = 2{,}2\ k\Omega)$

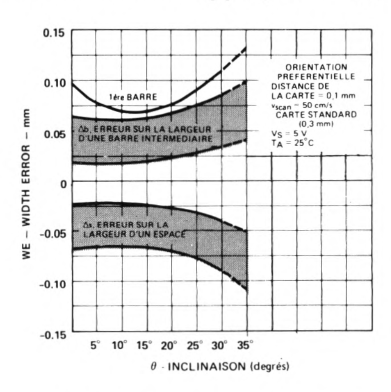


FIGURE 4 — Erreur sur la largeur en fonction de l'inclinaison (orientation préférentielle)

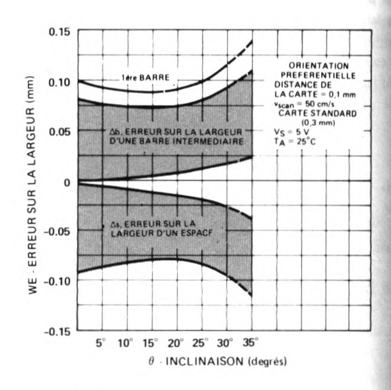


FIGURE 5 — Erreur sur la largeur en fonction de l'inclinaison (orientation quelconque)

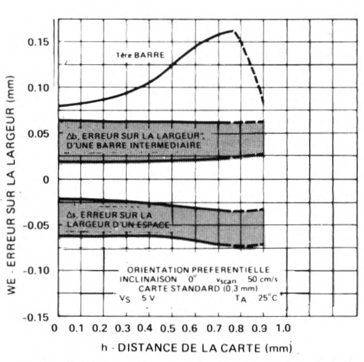


FIGURE 6 — Erreur sur la largeur en fonction de la distance de la carte (orientation préférentielle)

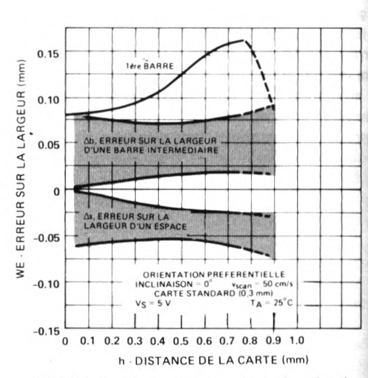


FIGURE 7 — Erreur sur la largeur en fonction de la distance de la carte (orientation quelconque)

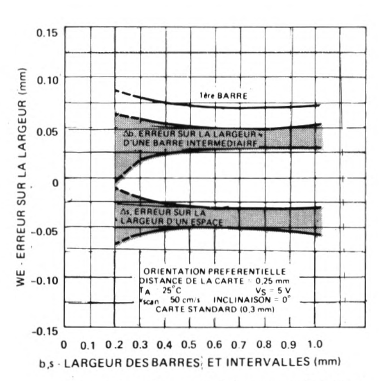


FIGURE 8 — Erreur sur la largeur en fonction de la largeur des barres

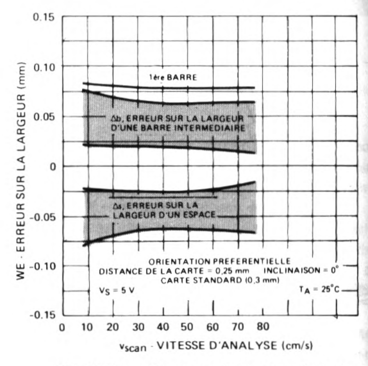


FIGURE 9 — Erreur sur la largeur en fonction de la vitesse d'analyse

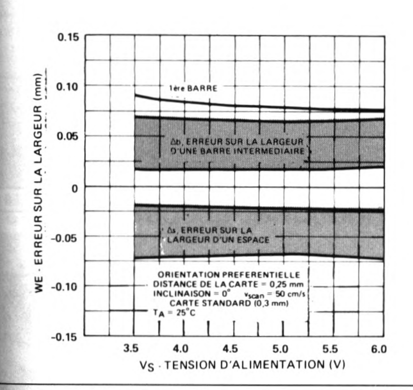


FIGURE 10 — Erreur sur la largeur en fonction de la tension d'alimentation

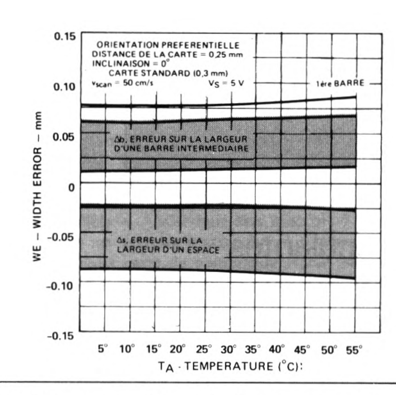


FIGURE 11 — Erreur sur la largeur en fonction de la température

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Les HEDS-3000 et -3050 sont équipés d'une fiche type D à 9 contacts mâles verrouillable compatible avec les embases pour circuits imprimés AMP 745001-2 ou pour panneau AMP 745018 équipées de contacts 66570-3. D'autres embases de panneau compatibles, mais sans verrouillage, sont disponibles chez MOLEX sous la référence A7224 ou chez AMP sous la référence 207456-2.

DEPANNAGE ET ENTRETIEN

Les seules interventions permises à l'utilisateur consistent à vérifier l'état de propreté de la fenêtre de l'embout qui a été conçue pour ne pas conserver la saleté. Toutefois, une réduction progressive des performances provient du frottement de l'embout ou de son obstruction partielle. Avant de dévisser l'embout pour nettoyer son ouverture avec un tampon d'ouate mouillé de détergent, débrancher le lecteur de sa source d'alimentation.

La fenêtre de verre doit être surveillée et nettoyée si elle est souillée par des poussières, déchets ou empreintes de doigts. Pour la nettoyer, utiliser un chiffon non pelucheux, mouillé d'un produit nettoyant, en évitant de modifier l'orientation du détecteur optique. NE PAS VAPORISER DIRECTEMENT DE NETTOYANT NI SUR LE CORPS NI SUR LE DETECTEUR OPTIQUE DU LECTEUR.

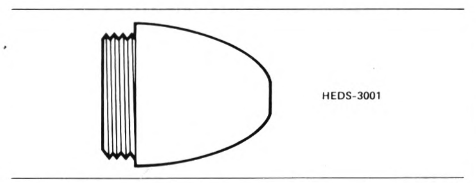


FIGURE 12 — Embout du lecteur

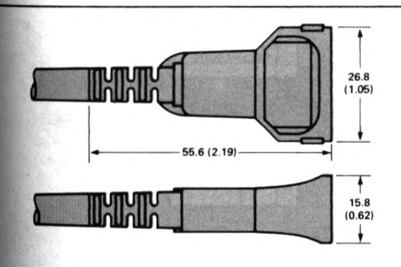
Après nettoyage, remettre l'embout en place sans forcer. Il devra être remplacé dès qu'il sera usé ou déformé. Commander l'embout de remplacement sous la référence HEDS-3001.

OPTIONS

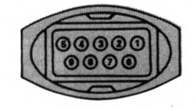
Les lecteurs peuvent être commandés en option avec les modifications suivantes :

- Couleur spéciale
- Etiquette particulière au client
- Pas d'étiquette
- Cordon rétractable renforcé
- Sans connecteur
- Avec ou sans inverseur

Consulter Hewlett-Packard.



Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces)



BROCHE	FONCTION	
	HEDS-3000	HEDS-3500
1	NC	NC
2	SORTIE V_O	SORTIE V_O
3	NC	NC
4	NC	NC
5	NC	BLINDAGE
6	NC	NC
7	MASSE	MASSE
8	NC	NC
9	TENSION ALIM. V_S	TENSION ALIM. V_S

FIGURE 13 — Connecteur



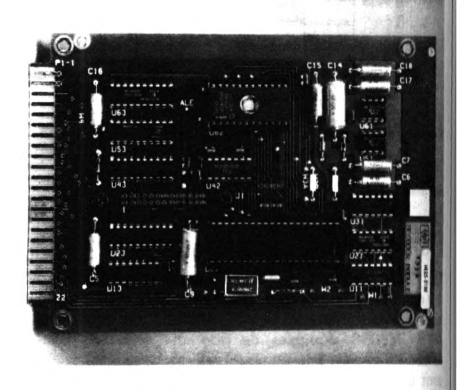
MODULE DÉCODEUR DE CODES BARRES

SERIE HEDS-0100
SERIE HEDS-0150

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- INTERFACE SANS INTERMEDIAIRE DES LECTEURS DE CODES-BARRES HP
- DECODAGE DANS LES DEUX SENS DU CODE 3 PARMI 9
- PORT DE TRANSMISSION V24 (RS-232-C), 2400 Bd
- PORT ASCII 8 BITS PARALLELE INTERFACE DIRECT D'UN SYSTEME D'AFFICHAGE HDSP-2470 AVEC AFFICHEUR HDSP-2432
- INTERFACE FACILE AVEC MICROPROCESSEUR
- REALISATION SIMPLE D'UN MONTAGE DE DEMONSTRATION
- 7 MESSAGES-GUIDES UTILISATEUR EN OPTION
- ALIMENTATION PAR UNE SEULE SOURCE + 5 V
- COMPATIBILITE TTL
- RACCORDEMENT PAR CONNECTEUR ENCARTABLE 44 CONTACTS AU PAS DE 3,96 mm (HEDS-0100)
- RACCORDEMENT PAR CONNECTEUR MALE 64 BROCHES DIN 41612B (HEDS-0150)



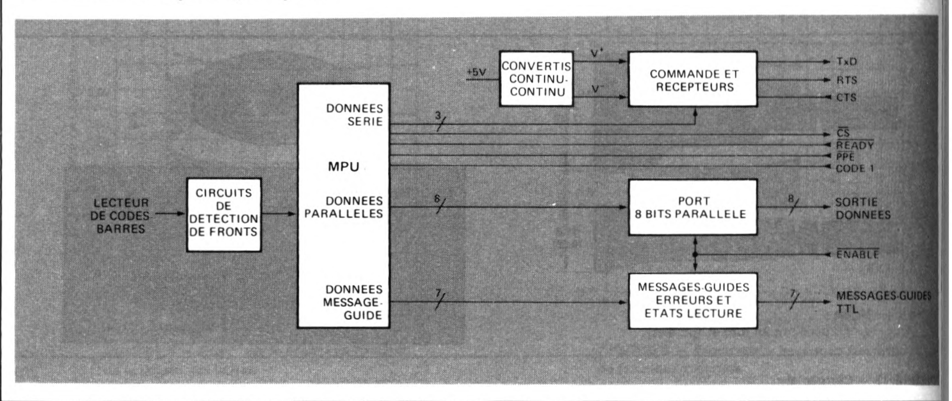
Applications

Le HEDS-01XX a été conçu sous la forme d'une carte de circuit imprimé, pouvant s'installer facilement dans la plupart des terminaux d'entrée de données. La carte s'utilise soit comme un terminal d'acquisition de données spécialisé, soit comme un microprocesseur associé au terminal de l'utilisateur. Spécialisé, le HEDS-01XX constitue le coeur d'un terminal autonome communicant avec le processeur principal par l'intermédiaire d'un port V24 (RS-232-C) uniquement émetteur avec protocole. Comme microprocesseur associé, le HEDS-01XX fonctionne en tandem avec le terminal de l'utilisateur, la communication avec le processeur principal se réalisant par l'intermédiaire du terminal. Les petites dimensions et le choix des sorties rendent le HEDS-01XX compatible avec la plupart des terminaux.

Description

Le HEDS-01XX, constitué par une carte de décodage à circuits intégrés, permet de décoder le code 3 parmi 9. Les données issues d'un lecteur de codes-barres comme le HEDS-3050 sont décodées et transmises à l'extérieur par l'intermédiaire d'un port parallèle ASCII ou d'un port série V24 (RS-232-C). Il est possible, en option, d'obtenir des messages-guides utilisateur indiquant à la fois les erreurs de détection et les états pour permettre une lecture plus rapide. La tension à double polarité nécessaire au V24 est obtenue sur la carte par un convertisseur continu-continu.

Schéma synoptique



Valeurs limites absolues

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unités
Température de stockage	T_S	–40	70	°C
Température de fonctionnement	T_A	0	55	°C
Tension d'alimentation	V_S	–0,5	6	V

Caractéristiques fonctionnelles du système

(dans la gamme de température préconisée)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions
Courant d'alimentation	I_S		350	600	mA	Largeur nominale des barres 0,3 mm
Vitesse de balayage	V_{SCAN}	7,6		76	cm/s	$\frac{\text{Largeur max}}{\text{Largeur min}} = \frac{2,2}{1}$

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unités
Tension d'alimentation	V_S	4,75	5,25	V (1)
Température	T_A	0	55	°C
Humidité relative (sans condensation)	RH	5	95	%
Temps d'établissement de l'alimentation	T_{PS}	100		V/s

Note : 1. Le bruit et les ondulations sur l'alimentation ne doivent pas dépasser 100 mV crête-à-crête

Entrée des données – Trains d'impulsions à niveau TTL issus du lecteur de codes-barres. La résistance de charge se trouve sur la carte imprimée.

Sortie série – V24 ASCII à 2400 Bd comprenant un bit de départ, sept bits de données, un bit de polarité mis à zéro et un bit d'arrêt (stop). Un «noir» est représenté par V^- et un espace par V^+. Le port série est commandé par un circuit de commande de ligne MC1488.

Sortie parallèle – ASCII huit bits avec bit 7 mis à zéro. Cette sortie est destinée à attaquer un système d'affichage constitué d'une carte de commande HDSP-2470 et d'une carte d'afficheur HDSP-2432. Ce port à trois états s'interface facilement aux microprocesseurs. La chaîne de données est complètée par les caractères de départ et d'arrêt. Son format de sortie est le suivant :

$0A_{16}$ (LF)	00_{16} (NULL)	MOT DE DONNEES	MOT DE DONNEES		MOT DE DONNEES	$7F_{16}$ (DEL)

La commande du port parallèle est réalisée par un circuit 74LS244.

Codes-barres – Le code 3 parmi 9 peut être parcouru de gauche à droite ou de droite à gauche. Les autres types de codes ne sont pas décodés. Les données d'entrée sont vérifiées pour être sûr qu'elles correspondent aux règles du code. La somme de contrôle est disponible sur le connecteur de raccordement.

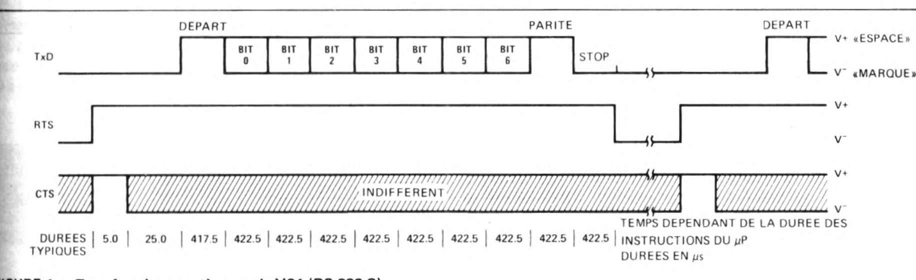


FIGURE 1 – Transfert des caractères par le V24 (RS-232-C)

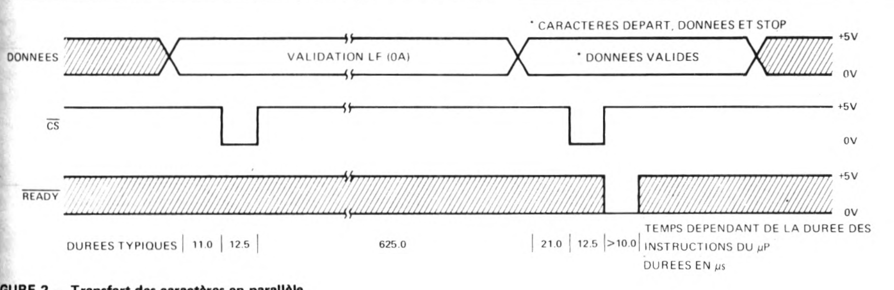


FIGURE 2 – Transfert des caractères en parallèle

Configuration des sorties

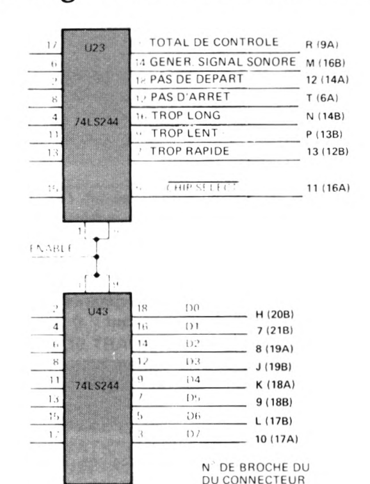


FIGURE 3 — Messages-guides et données parallèles

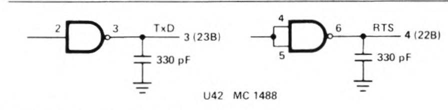


FIGURE 4 — Données série

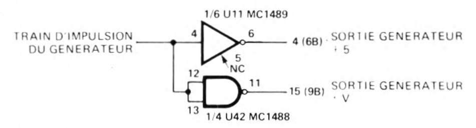


FIGURE 5 — Sortie générateur sonore

Configuration d'entrée

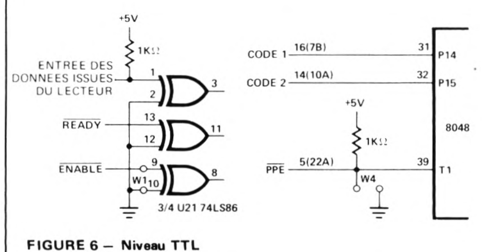


FIGURE 6 — Niveau TTL

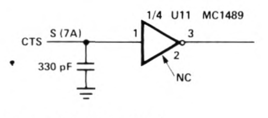


FIGURE 7 — Niveau V24 (RS-232-C)

Description du système

Les HEDS-0100 et -0150 sont compatibles avec les données série à niveau TTL issues des lecteurs Hewlett-Packard. Ces données sont converties en caractères ASCII qui sont ensuite distribués à l'extérieur par l'intermédiaire de ports de données séries ou parallèles.

Une horloge interne permet de mesurer la largeur des impulsions des données à niveau TTL et compare leur valeur à une référence pour en déterminer la valeur logique. Après avoir détecté le caractère de départ, les bits de données décodés sont transformés en mots de données de neuf bits. Lorsqu'un mot complet a été saisi, le caractère ASCII correspondant est défini en fonction d'une table de recherche. Les caractères décodés sont alors stockés sur une mémoire tampon jusqu'à l'apparition d'un caractère stop. A ce moment, le message est dirigé vers le port de sortie des données choisi.

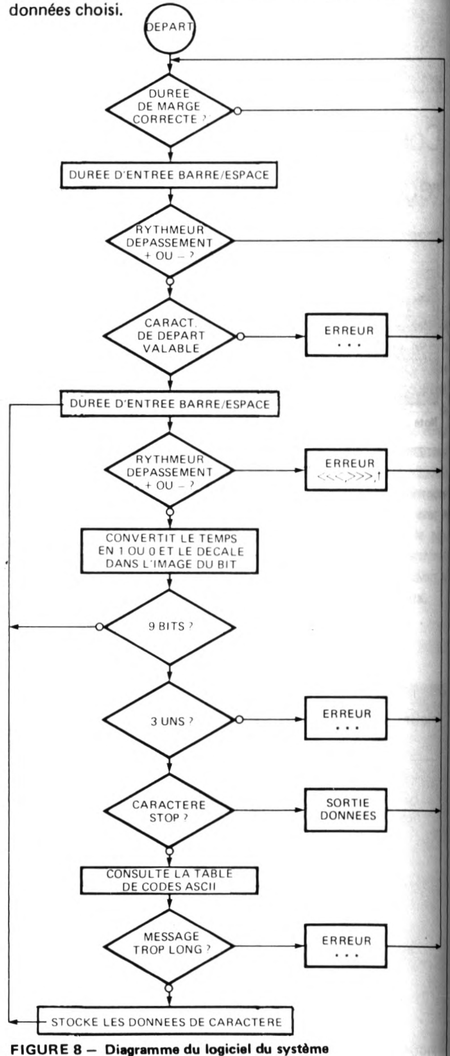


FIGURE 8 — Diagramme du logiciel du système

L'utilisateur s'interface au système par l'intermédiaire d'une ligne d'entrée WAND DATA (données lecteur), d'un port V24 (RS-232-C) uniquement émetteur, d'un port huit bits parallèles, de cinq messages-guides d'erreurs et de deux messages-guides d'état lecture et d'une ligne ENABLE qui commande les possibilités du dispositif à trois états du port parallèle et des lignes de messages-guides. Sauf pour le V24, toutes les entrées et sorties ont un niveau TTL. Les ports série et parallèles peuvent se sélectionner séparément ou simultanément. Le schéma synoptique figure en page 1 et le diagramme du logiciel fait l'objet de la figure 8.

Sortie des données en parallèle

Les données peuvent sortir sur un port parallèle selon deux modes, normal ou recherche. Lorsque le HEDS-01XX fonctionne en mode normal, le premier caractère de départ (Tableau 1) est émis sans message de commande. Ceci permet d'effacer un afficheur. Pour cela, la ligne CS est mise à l'état bas pendant 12 µs puis suivie d'une pause de 625 µs pour permettre au dispositif de recevoir les données (figure 2). Le second caractère de départ est alors émis avec le message de commande de la ligne READY (figure 2). Lorsque la commande est terminée, le premier caractère de données est sorti. Une fois le message complètement émis, le caractère stop est sorti.

En mode recherche, le fonctionnement est le suivant : lorsque le processeur principal demande une information, il valide le bus parallèle en mettant la ligne ENABLE à l'état bas. Si un NULL est présent sur le bus, cela signifie que les données de caractère sont prêtes pour le transfert. La ligne READY passe à l'état bas pour informer le décodeur que le processeur principal est prêt à accepter le caractère suivant. Lorsque les données de caractère sont valides, le décodeur met la ligne CS à l'état bas pendant 12 µs. Lorsque le processeur principal a accepté un caractère, la ligne READY doit passer à l'état bas, ce qu'elle fait lorsqu'elle reçoit un signal DEL indiquant au décodeur que le processeur principal a reçu toutes les données.

Tableau 1 - Caractères de départ et de fin (HEX)

Port	Départ	Fin
Parallèle	LF, Null (0A) (00)	DEL (7F)
Série	—	CR, LF (20) (0A)

Sortie série des données, V24 émetteur uniquement

Le port série est un port V24 uniquement émetteur. Les cinq lignes ci-dessous permettent le dialogue série.

		EIA RS-232-C	CCITT V24
RTS	– Demande pour émetteur	CA	105
CTS	– Prêt à émettre	CB	106
TxD	– Emission des données	BA	103
RxD	– Réception des données	BB	104
MASSE	– Terre de signalisation	AB	102

En mode de sortie normale, les données sont constituées de huit bits de données avec bit de polarité (bit 7) mis à zéro, d'un bit de départ et d'un bit d'arrêt (stop). La vitesse de transfert est de 2400 Bd. Les données sont transmises caractère par caractère, une demande pour émettre et un prêt à émettre ayant lieu avant chaque caractère. La ligne RTS est mise à l'état haut et le HEDS-01XX attend que la ligne CTS passe à l'état haut (figure 1), moment auquel un caractère est transmis. Lorque le port V24 est invalidé en plaçant le cavalier W2 ou en introduisant V^+ sur la ligne CTS, les données sont toujours transmises mais ne nécessitent plus de dialogue.

Pour que le HEDS-01XX communique avec un équipement terminal de traitement de données (ETTD), le connecteur DP25 doit être câblé comme l'indique la figure 9. Quand il doit communiquer avec un équipement de transmission de données (ETCD), réaliser le câblage de la figure 10.

Le récepteur à l'extrémité de la ligne de données série doit être un récepteur actif tel qu'un MC1489. Il est recommandé que la charge de la ligne ne dépasse pas 3000 Ω, 2500 pF.

Si l'on désire une transmission bidirectionnelle des données pour recevoir les données en retour d'un ordinateur (pour une vérification de validité par exemple), il est nécessaire d'ajouter des circuits complémentaires pour permettre que le HEDS-01XX transmette ces données et qu'un autre dispositif émette et reçoive les données. Cette configuration est très pratique lorsque les données sont émises à partir de codes-barres ou d'un clavier. Le circuit de la figure 11 réalise cette fonction à condition que le cavalier W2 soit mis en place.

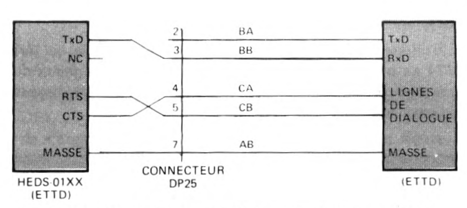


FIGURE 9 — Raccordement du V24 à un équipement terminal de traitement de données

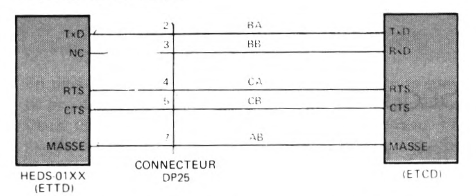


FIGURE 10 — Raccordement du V24 à un équipement de transmission de données

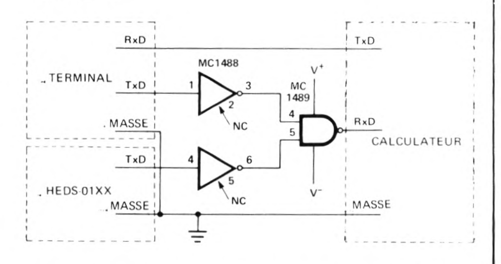


FIGURE 11 — Raccordement en parallèle du HEDS-01XX et du terminal au calculateur (V24)

Choix du format de sortie

L'utilisateur peut sélectionner le format parallèle ou série V24 en utilisant les cavaliers de la carte, ou des signaux disponibles sur le connecteur de raccordement. Pour disposer les cavaliers, consulter le tableau 2.

Tableau 2 - Sélection du format en sortie

Cavalier		Broche circuit imprimé		Modes sélectionnés
W1	W2	CTS	READY	Série et parallèle
—	—	—	—	
X	—	—	—	Série
—	—	—	MASSE	
—	X	—	—	Parallèle
—	—	V+	—	
X = cavalier installé				

Séquence de sortie des données

Lorsqu'une série de codes-barres a été décodée avec succès, les données sont sorties dans l'ordre suivant. Le message-guide de bonne lecture est mis à l'état bas durant le signal audible de bonne lecture. Si l'on a sélectionné la somme de contrôle et que le dernier caractère du message lui correspond, la ligne du message-guide de la somme de contrôle est mise à l'état bas et le caractère de somme de contrôle supprimé. Les caractères de départ du port parallèle sont émis (Tableau 1), suivis du premier caractère de message. Après l'établissement des liaisons parallèles, le premier caractère est émis sur le port série. Le processus consistant à transmettre un caractère par le port parallèle puis par le port série se répète jusqu'à ce que tous les caractères soient émis. Une fois le transfert de données terminé, les caractères de fin du port série sont émis suivis du caractère de fin du port parallèle. Ce dernier est le dernier caractère transmis. Si l'un des ports de sortie a été invalidé, toutes les sorties vers ce port sont sautées.

Entrée du lecteur

Pour réduire les possibilités d'introduction de bruit sur la ligne de données du lecteur, il est recommandé de réduire le plus possible la distance entre le connecteur du lecteur et celui du circuit imprimé. Pour éliminer au maximum les décharges statiques qui risqueraient de détériorer le lecteur ou la carte de décodage, il est intéressant de placer un circuit éliminateur constitué de «Transzorb®» le plus près possible physiquement et électriquement du connecteur du lecteur (figure 12). La broche correspondant au blindage du HEDS-3050 doit être raccordée à la terre pour éviter le couplage du bruit apporté par le secteur sur la ligne de données du lecteur. Si la terre n'est pas accessible, l'écran doit être raccordé à la masse du signal.

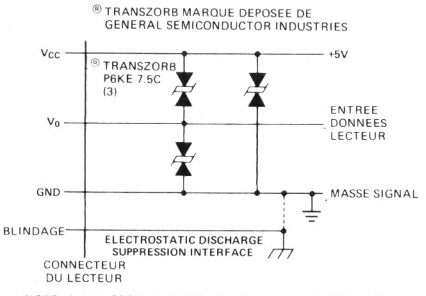


FIGURE 12 — Interface logique du HEDS-3050

Calcul de la somme de contrôle code 3 parmi 9

Sélection de la vérification de la somme de contrôle

Lignes de la carte		Résultat
Code 1	Code 2	
1	X	Vérification de la somme de contrôle
0	X	Pas de vérification de la somme de contrôle

La somme de contrôle est utilisée pour réduire les erreurs par substitution du système. Dans le cas d'une telle erreur, la somme de contrôle calculée ne correspond pas à celle inscrite et il n'y aura pas de vérification.

S'il y a vérification par somme de contrôle, cette dernière est calculée comme suit dans le cas du code 3 parmi 9. Chaque caractère de la chaîne du message a la valeur numérique indiquée dans le tableau 3. Les valeurs de la somme de contrôle ont un module de 43, l'addition s'effectuant sur tout le message. Ce total génère le caractère de la somme de contrôle. Le dernier caractère de la chaîne est comparé au caractère correspondant à la somme de contrôle, s'il y a concordance, le message-guide est mis à l'état bas et le dernier caractère n'est transmis sur aucun port.

Tableau 3 - Table de conversion ASCII du code 3 parmi 9

Caractère ASCII	Mot binaire	Barre	Espace	Valeur de la somme de contrôle
0	000110100	00110	0100	0
1	100100001	10001	0100	1
2	001100001	01001	0100	2
3	101100000	11000	0100	3
4	000110001	00101	0100	4
5	100110000	10100	0100	5
6	001110000	01100	0100	6
7	000100101	00011	0100	7
8	100100100	10010	0100	8
9	001100100	01010	0100	9
A	100001001	10001	0010	10
B	001001001	01001	0010	11
C	101001000	11000	0010	12
D	000011001	00101	0010	13
E	100011000	10100	0010	14
F	001011000	01100	0010	15
G	000001101	00011	0010	16
H	100001100	10010	0010	17
I	001001100	01010	0010	18
J	000011100	00110	0010	19
K	100000011	10001	0001	20
L	001000011	01001	0001	21
M	101000010	11000	0001	22
N	000010011	00101	0001	23
O	100010010	10100	0001	24
P	001010010	01100	0001	25
Q	000000111	00011	0001	26
R	100000110	10010	0001	27
S	001000110	01010	0001	28
T	000010110	00110	0001	29
U	110000001	10001	1000	30
V	011000001	01001	1000	31
W	111000000	11000	1000	32
X	010010001	00101	1000	33
Y	110010000	10100	1000	34
Z	011010000	01100	1000	35
—	010000101	00011	1000	36
	110000100	10010	1000	37
SPACE	011000100	01010	1000	38
*	010010100	00110	1000	39
$	010101000	00000	1110	40
/	010100010	00000	1101	41
+	010001010	00000	1011	42
%	000101010	00000	0111	43

Par exemple, si l'on veut générer un total de contrôle à partir du message HEWLETT PACKARD, la somme des caractères sera la suivante :

17 +	14 +	32 +	21 +	14 +	29 +	29 +	38 +	25 +	10 +	12 +	20 +	10 +	27 +	13	= 311
H	E	W	L	E	T	T		P	A	C	K	A	R	D	

La somme, module 43, se calcule en divisant le total par 43 et en ne conservant que le reste.

$$311/43 = 7 \text{ reste } 10$$

Le nombre 10 correspond à la lettre A. Le message complet avec sa somme de contrôle devient HEWLETT PACKARDA.

Décodage des messages-guides

Pour permettre d'atteindre les plus grandes vitesses de lecture possibles, sept messages-guides sont disponibles pour faciliter l'apprentissage des techniques d'analyse correctes. Parmi ces sept messages-guides, cinq signalent les erreurs et deux indiquent les états de lecture. Les cinq messages d'erreur sont disponibles sous forme de messages ASCII à niveaux TTL, parallèles en sortie pour attaquer des étages intermédiaires 74LS244. Les erreurs avec leur symbole ASCII, leurs causes et leurs remèdes font l'objet du tableau 4.

Les deux messages-guides d'état de la lecture indiquent si oui ou non le caractère représentant la somme de contrôle est présent ou non à la fin du message et si la lecture est bonne. Ces messages ne sont disponibles qu'à niveau TTL. Si le dernier caractère de la chaîne de données représente la bonne somme et si la vérification de cette somme a été demandée, la ligne du message-guide passe à l'état bas et le message n'est pas transmis. Lorsque le message-guide correspondant à une lecture correcte est activé, sa ligne est mise à l'état bas pendant toute la durée du signal sonore (16 ms). Ces messages-guides peuvent s'utiliser pour vérifier que les données introduites sont correctes.

Si l'on veut obtenir les messages-guides ASCII sur les sorties parallèles, ils peuvent être validés soit en installant le cavalier W4, soit en mettant la ligne $\overline{PPE}$ à l'état bas. Si l'on en a pas besoin, retirer W4 et laisser la ligne $\overline{PPE}$ en l'air. Si les messages-guides TTL ne sont pas nécessaires, ne pas raccorder les lignes des messages-guides.

Interface des messages-guides

Les lignes des messages-guides peuvent se raccorder sur des DEL (figure 13), on a dans ce cas une indication lumineuse de l'état de la lecture ou de l'erreur faite. La figure 14 donne un schéma possible d'interconnexion à des circuits TTL de vérification des données. Le signal sonore étant de courte durée (16 ms), il est parfois nécessaire de l'allonger; l'expanseur d'impulsion réalisé à l'aide du circuit 555 de gauche permet de lui donner une durée quelconque. Si l'on désire un oscillateur extérieur, le montage de la figure 15 fournira un signal audible de durée et de fréquence voulues sans réagir sur la durée du cycle de décodage du processeur.

En plus du message-guide à DEL, le signal de lecture correcte est aussi transmis sous forme d'un train d'impulsions. Deux niveaux de tension différents, l'un à niveau TTL, l'autre à niveau V24 sont disponibles. Le niveau TTL, fourni par un circuit MC1489, apparaît sur la broche U (6B). Le niveau V24, fourni par un circuit MC1488, est disponible sur la broche 15 (9B). Ces sorties peuvent être directement raccordées à un quartz pour générer le signal sonore (figure 16), où à un amplificateur pour alimenter n'importe quel type de signalisation.

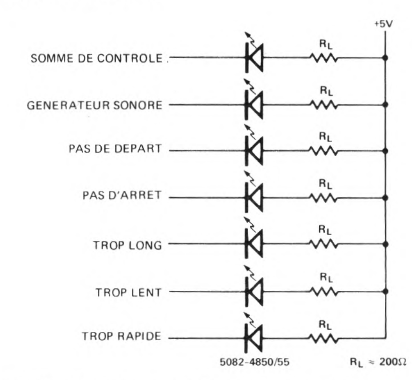


FIGURE 13 — Raccordement de DEL aux messages-guides à niveau TTL

Tableau 4 - Messages-guides d'erreur en ASCII

Message-guide		Causes et Remèdes
Symbole	**Définition**	
• • •	Pas de caractère de départ/ caractère non valable	CAUSES : soit la non reconnaissance d'un caractère de départ valable au début du message, soit un caractère du message ne comportant pas d'élément de trois largeurs, ceci peut être dû à l'oubli du début du premier caractère ou à l'analyse d'une étiquette défectueuse. REMEDE : vérifier la qualité de l'étiquette; si elle est bonne, faire débuter l'analyse avant le premier caractère et la terminer après le dernier.
↑	Pas de caractère d'arrêt	CAUSES : un caractère d'arrêt valable n'a pas été détecté en fin d'étiquette, soit que celle-ci soit défectueuse, soit que l'utilisateur n'ait pas poursuivi l'analyse après le dernier caractère. REMEDE : vérifier la qualité de l'étiquette; si elle est bonne, recommencer l'analyse en dépassant le dernier caractère.
...	Message des codes-barres trop long	CAUSES : analyse de plus de 29 caractères, y compris la somme de contrôle sur une seule étiquette. REMEDE : analyser des codes-barres plus courts.
<<<	Analyse trop rapide	CAUSES : l'utilisateur a analysé les codes-barres si rapidement qu'il y a eu dépassement de capacité négatif du rythmeur. REMEDE : réduire la vitesse d'analyse.
>>>	Analyse trop lente	CAUSES : l'utilisateur a analysé les codes-barres si lentement qu'il y a eu dépassement de capacité positif du rythmeur. REMEDE : augmenter la vitesse d'analyse.

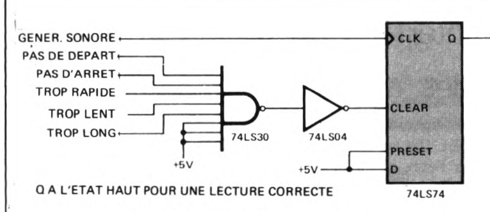


FIGURE 14 — Vérification d'une lecture correcte

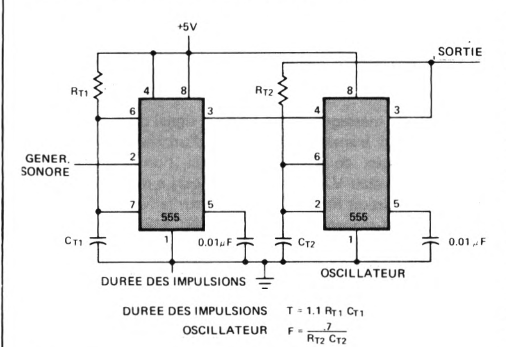


FIGURE 15 — Générateur de signal audible



FIGURE 16 — Raccordement direct du quartz

Interface de démonstration

Un système d'introduction des données fournies par des codes-barres est souvent demandé pour démontrer la valeur ces codes-barres vis-à-vis d'autres formes d'introduction des données. Pour aider le concepteur du système, un emplacement a été réservé sur la carte pour le connecteur J1, permettant de se raccorder directement à une carte de commande HDSP-2470, accompagnée d'une carte d'affichage HDSP-2432 (recommandée). Nous préconisons le connecteur 3M, référence 3429-2002, qui peut se souder directement sur la carte du décodeur. Comme cette interface est identique à l'interface parallèle, les deux ne peuvent être utilisés simultanément. Un condensateur de 1 µF est nécessaire pour alimenter convenablement le système d'affichage, son emplacement est prévu (C22 sur le schéma du HEDS-01XX, de la page 8). Le système d'affichage peut s'alimenter séparément à la condition que le retour de masse soit commun. L'alimentation doit fournir 5 V sous 2 A, son temps d'établissement doit être d'au moins de 100 V/s.

Remarques sur la vitesse de lecture

Pour obtenir une grande vitesse de lecture, plusieurs facteurs doivent être pris en compte. Le décodeur a besoin d'une certaine marge, ou «zone de repos», avant la première barre d'un code pour reconnaître si la transition sur le lecteur provient bien d'un code-barre valable. La marge doit être d'au moins 1 cm. La durée du cycle (intervalle de temps nécessaire entre analyses) a un effet non négligeable sur la vitesse de lectures répétitives. C'est la longueur du message qui a la plus forte influence sur la durée du cycle. Au fur et à mesure qu'un message s'allonge, le temps passé à répondre à des sous-programmes de sortie augmente. La vitesse à laquelle s'exécute le dialogue réagit sur le temps passé à dérouler les sous-programmes de sortie. Si l'on veut pouvoir analyser rapidement plusieurs codes-barres successifs, il faut ménager des marges suffisantes (figure 18).

Pour analyser correctement des codes-barres, placer le lecteur suivant son orientation préférentielle, son extrémité située à environ 1 cm de la première barre. Déplacer le lecteur sur l'axe longitudinal des codes et arrêter l'analyse une fois que l'embout a été déplacé sur tous les espaces et barres. Il suffit d'une légère pression sur le lecteur, ce qui évite à la fois l'usure de l'embout et de l'étiquette.

Caractère d'auto-test

Le caractère d'auto-test (figure 19) permet de vérifier le fonctionnement correct du HEDS-01XX. Après l'analyse, le signal sonore, correspondant à une bonne lecture, se fait entendre. Le programme vérifie toutes les RAM utilisées dans le décodage et transmet le résultat du test, soit RAM GOOD, soit RAM BAD (RAM bonne, RAM mauvaise), sur les sorties voulues. Après 0,5 s, le programme génère la somme de contrôle sur huit bits de tous les octets de la mémoire du programme et la compare à la valeur correcte. Le résultat RAM GOOD ou RAM BAD apparaît à nouveau. Le message du numéro de révision HEDS-0100/-0150 REV X.XX est émis puis suivi d'un signal sonore. Les messages-guides destinés aux DEL passent alors à l'état bas pendant 0,5 s chacun, dans l'ordre indiqué figure 13.

Le matériel nécessaire pour réaliser l'auto-test doit comporter au moins un module HEDS-01XX, un lecteur de codes-barres et l'un des ports de sortie raccordé (figure 17). Le sous-programme d'auto-test fournira les données aux sorties des messages-guides destinés aux DEL et au signal sonore, qu'ils soient branchés ou non. Ce dispositif est particulièrement recommandé pour réaliser les essais de contrôle d'entrée.

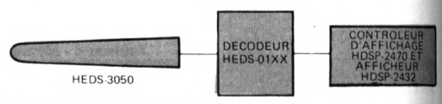


FIGURE 17 — Système minimal

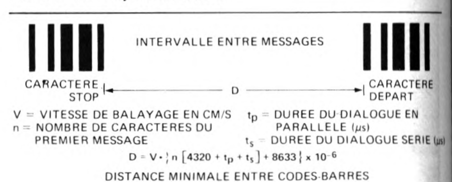


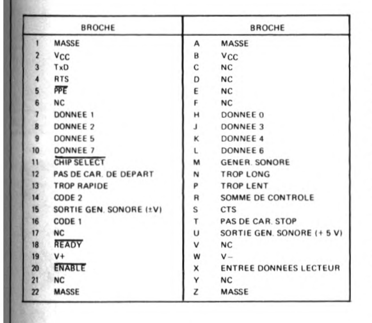
FIGURE 18 — Intervalle minimal entre messages



FIGURE 19 — Caractère d'auto-contrôle

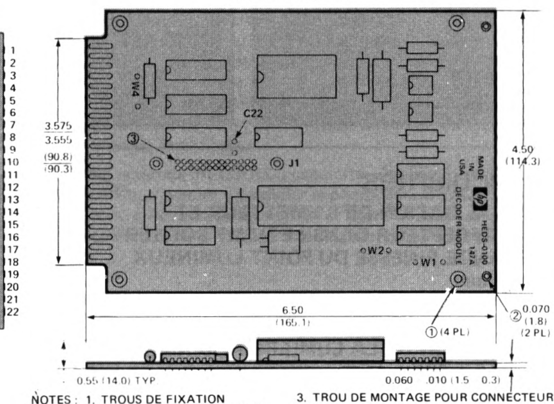
NOTE : Dimensions en pouces et (mm)

BROCHAGE CONNECTEUR HEDS-0100



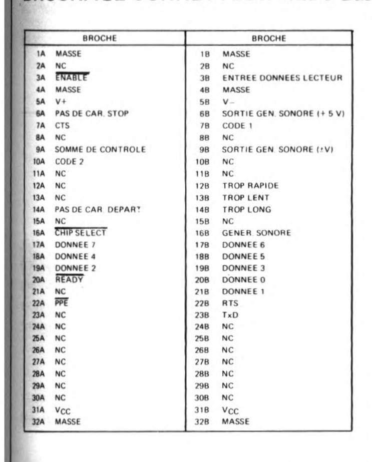
BROCHE		BROCHE	
1	MASSE	A	MASSE
2	V_{CC}	B	V_{CC}
3	TxD	C	NC
4	RTS	D	NC
5	$\overline{PPE}$	E	NC
6	NC	F	NC
7	DONNEE 1	H	DONNEE 0
8	DONNEE 2	J	DONNEE 3
9	DONNEE 5	K	DONNEE 4
10	DONNEE 7	L	DONNEE 6
11	$\overline{\text{CHIP SELECT}}$	M	GENER. SONORE
12	PAS DE CAR. DE DEPART	N	TROP LONG
13	TROP RAPIDE	P	TROP LENT
14	CODE 2	R	SOMME DE CONTROLE
15	SORTIE GEN. SONORE (±V)	S	CTS
16	CODE 1	T	PAS DE CAR. STOP
17	NC	U	SORTIE GEN. SONORE (+ 5 V)
18	$\overline{READY}$	V	NC
19	V+	W	V−
20	$\overline{ENABLE}$	X	ENTREE DONNEES LECTEUR
21	NC	Y	NC
22	MASSE	Z	MASSE

HEDS-0100



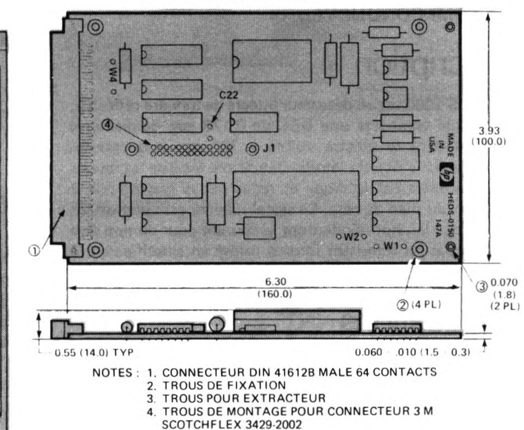
NOTES : 1. TROUS DE FIXATION
2. TROUS POUR EXTRACTEUR
3. TROU DE MONTAGE POUR CONNECTEUR 3M SCOTCHFLEX 3429-2002

BROCHAGE CONNECTEUR HEDS-0150



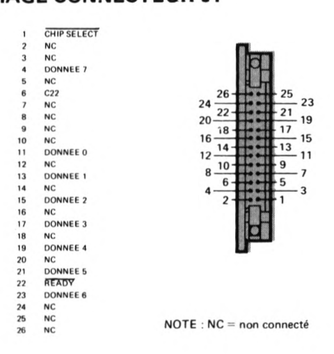
BROCHE		BROCHE	
1A	MASSE	1B	MASSE
2A	NC	2B	NC
3A	$\overline{ENABLE}$	3B	ENTREE DONNEES LECTEUR
4A	MASSE	4B	MASSE
5A	V+	5B	V−
6A	PAS DE CAR. STOP	6B	SORTIE GEN. SONORE (+ 5 V)
7A	CTS	7B	CODE 1
8A	NC	8B	NC
9A	SOMME DE CONTROLE	9B	SORTIE GEN. SONORE (±V)
10A	CODE 2	10B	NC
11A	NC	11B	NC
12A	NC	12B	TROP RAPIDE
13A	NC	13B	TROP LENT
14A	PAS DE CAR. DEPART	14B	TROP LONG
15A	NC	15B	NC
16A	$\overline{\text{CHIP SELECT}}$	16B	GENER. SONORE
17A	DONNEE 7	17B	DONNEE 6
18A	DONNEE 4	18B	DONNEE 5
19A	DONNEE 2	19B	DONNEE 3
20A	$\overline{READY}$	20B	DONNEE 0
21A	NC	21B	DONNEE 1
22A	$\overline{PPE}$	22B	RTS
23A	NC	23B	TxD
24A	NC	24B	NC
25A	NC	25B	NC
26A	NC	26B	NC
27A	NC	27B	NC
28A	NC	28B	NC
29A	NC	29B	NC
30A	NC	30B	NC
31A	V_{CC}	31B	V_{CC}
32A	MASSE	32B	MASSE

HEDS-0150



NOTES : 1. CONNECTEUR DIN 41612B MALE 64 CONTACTS
2. TROUS DE FIXATION
3. TROUS POUR EXTRACTEUR
4. TROUS DE MONTAGE POUR CONNECTEUR 3 M SCOTCHFLEX 3429-2002

BROCHAGE CONNECTEUR J1



1	$\overline{\text{CHIP SELECT}}$
2	NC
3	NC
4	DONNEE 7
5	NC
6	C22
7	NC
8	NC
9	NC
10	NC
11	DONNEE 0
12	NC
13	DONNEE 1
14	NC
15	DONNEE 2
16	NC
17	DONNEE 3
18	NC
19	DONNEE 4
20	NC
21	DONNEE 5
22	$\overline{READY}$
23	DONNEE 6
24	NC
25	NC
26	NC

NOTE : NC = non connecté

CONNECTEURS RECOMMANDES

Lecteur de codes-barres

Connecteur pour circuit imprimés — AMP 745001-2

Connecteur pour panneau — corps AMP 745018, contacts AMP 66570-3

CARTE

TRW CINCH 251 22 30 261
TRW CINCH 251 22 30 260
TRW CINCH 251 22 30 161
TRW CINCH 251 22 30 160
ITT CANNON — série G11
DALE — série EB8
ELCO — série 6007
SYLVANIA — série AG

SYSTEME DE DEMONSTRATION

3M — 3429-2002



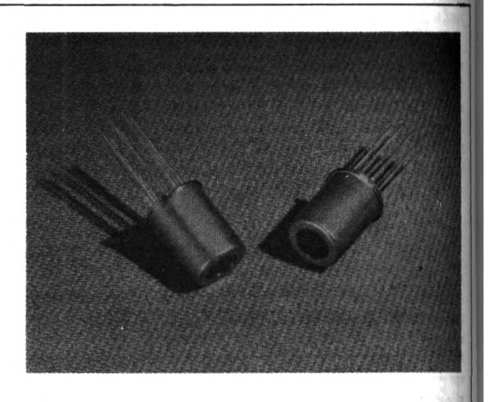
SENSEUR OPTIQUE A RÉFLEXION DE GRANDE RÉSOLUTION

HEDS-1000

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- FOCALISATION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR DANS LE MEME BOITIER
- GRANDE FINESSE DU POINT LUMINEUX 0,19 mm
- VISIBILITE DU POINT LUMINEUX (⩾ 700 nm)
- REJECTION DE LA LUMIERE AMBIANTE PAR FILTRE
- HERMETICITE DU BOITIER TO-5
- ACCESSIBILITE DES BORNES DE LA PHOTODIODE ET DU TRANSISTOR
- ROBUSTESSE INHERENTE AUX ELEMENTS A SEMI-CONDUCTEURS





Description

Le HEDS-1000 est un détecteur intégré de lumière réfléchie. Le module comporte une DEL de 0,178 mm de diamètre émettant dans le spectre visible à 700 nm et un photodétecteur. Une double lentille biconvexe focalise les rayons lumineux émis par la diode et reçus par la photodiode à 4,27 mm du plan de base. Le signal réfléchi est directement détecté par la photodiode dont le courant peut ou non être amplifié par un transistor interne utilisé en amplificateur à grand gain.

Applications

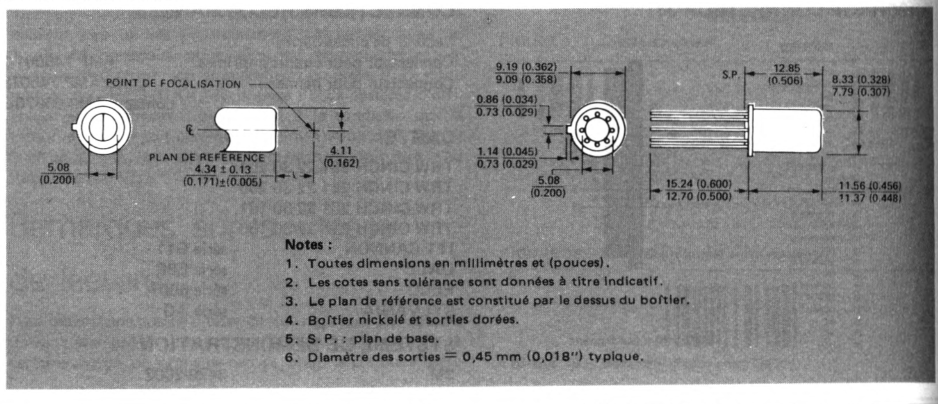
Parmi les applications possibles, citons : la mesure des dimensions d'un objet, la commutation optique, la tachymétrie, la détection de défaut, la délimitation dimensionnelle, la localisation de lignes, de repères, l'analyse de code à barres, la détection de bord de papier.

Description mécanique

Le HEDS-1000 est contenu dans un boîtier TO-5 haut, à huit sorties avec une fenêtre en verre. L'émetteur de lumière et la puce du photodétecteur sont montés sur un support à la base du boîtier. Une double lentille biconvexe focalise le faisceau lumineux de chaque élément en un point unique.

Le détecteur peut être solidement fixé au moyen d'un radiateur en deux parties possédant une fixation par vis sur circuit imprimé.

Dimensions



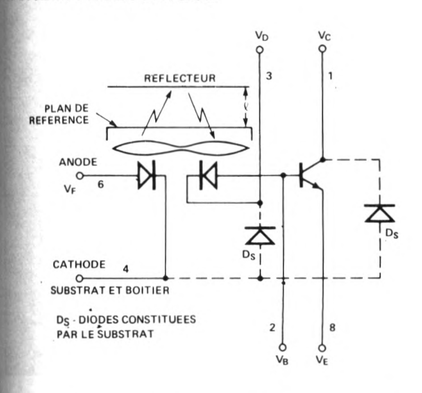
Fonctionnement électrique

La photodiode du détecteur peut être utilisée seule, ou suivie de son transistor amplificateur. Lorsque seule la photodiode est employée, il faut éliminer l'effet de diode constitué par le substrat en reliant la sortie collecteur du transistor au potentiel positif et en court-circuitant sa fonction base-émetteur. La figure 14 donne un montage dans lequel le courant de la photodiode attaque l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel. Ce circuit est recommandé pour améliorer le rapport entre le photocourant produit par la lumière incidente et le photocourant parasite en empêchant les diodes constituées par le substrat de fonctionner en photodiode.

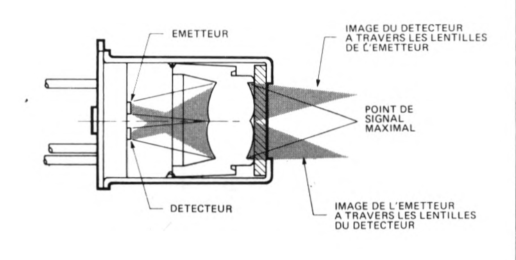
La cathode de l'émetteur à 700 nm est reliée mécaniquement et physiquement au substrat et au boîtier. Dans les usages impliquant une modulation ou une commutation de la DEL, la cathode doit être reliée à la masse électrique du système. Ceci permet d'obtenir un couplage capacitif minimal des transitoires de commutation entre les diodes du substrat et la partie amplificateur.

Le détecteur HEDS-1000 comporte, en outre, un transistor NPN qui permet d'amplifier le photocourant de sortie. Une contre réaction au courant (voir figure 6) assure un gain en courant modéré et la stabilité du point de polarisation.

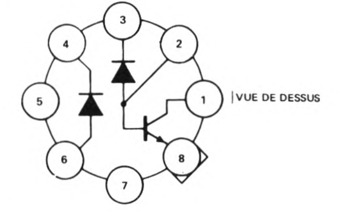
SCHEMA ELECTRIQUE



EMPLACEMENT DES IMAGES



BROCHAGE



BROCHE	FONCTION
1	COLLECTEUR-TRANSISTOR
2	BASE TRANSISTOR, ANODE PHOTODIODE
3	CATHODE PHOTODIODE
4	CATHODE DEL, SUBSTRAT, BOITIER
5	NON RACCORDEE
6	ANODE DEL
7	NON RACCORDEE
8	EMETTEUR-TRANSISTOR

Valeurs limites absolues à $T_A = 25^\circ C$

Paramètres	Symboles	Min.	Max.	Unités	Fig.	Notes
Température de stockage	T_S	– 40	+ 75	°C		
Température de fonctionnement	T_A	– 20	+ 70	°C		
Température de soudage à 1,6 mm du plan de base			260 10 s max.	°C		11
Courant direct moyen de la DEL	I_F		50	mA		2
Courant direct crête de la DEL	I_{FPK}		75	mA	1	1
Tension inverse de la DEL	V_R		5	V		
Dissipation du boîtier	P_P		120	mW		3
Courant de sortie du collecteur	I_O		8	mA		
Tension d'alimentation et de sortie	V_D, V_C, V_E	– 0,5	20	V		10
Courant de base du transistor	I_B		5	mA		
Tension base-émetteur du transistor	V_{EB}		5	V		

Caractéristiques électriques et optiques du système à $T_A = 25^\circ C$

Paramètres	Symboles	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Photocourant total ($I_{PR} + I_{PS}$)	I_P	 100 50	 180 	375 250 	nA	$T_A = 20^\circ C$ $T_A = 25^\circ C$ $I_F = 35$ mA, $V_D = V_C = 5$ V $T_A = 70^\circ C$	2, 3 14	4
Rapport entre le photocourant réfléchi et le photocourant parasite interne	$\frac{I_{PR}}{I_{PS}}$	4	8,5			$I_F = 35$ mA, $V_C = V_D = 5$ V	3	
Rapport de transfert du courant cc du transistor en statique	h_{FE}	50 100	 200			$T_A = -20^\circ C$ $T_A = 25^\circ C$ $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 10\ \mu A$	4, 5	
Temps de montée			0,08		V/µs	$R_L = 100$ K, $I_{PK} = 50$ mA $R_F = 10$ M, $t_{ON} = 100\ \mu s$, Fréq. = 1 kHz	6	
Diamètre de l'image	d		0,17		mm	$I_F = 35$ mA, $\ell = 4{,}27$ mm	7, 9	8, 9
Distance de focalisation	ℓ	4,02	4,27	4,52	mm	Mesuré à partir du plan de référence	8	
Fonction transfert à 10% de modulation	MTF		2,5		lnpr/mm	$I_F = 35$ mA, $\ell = 4{,}27$ mm	9,10	5, 7
Profondeur de champs	$\Delta\ell$ FWHM		1,2		mm	50% de I_P à $\ell = 4{,}27$ mm	8	5
Ouverture numérique réelle	N.A.		0,3					
Emplacement de l'image	D		0,51		mm	ϕ de référence par rapport à l'axe, $\ell = 4{,}27$ mm		6
Résistance therm.	Θ_{JC}		85		°C/W			

Caractéristiques électriques et optiques du détecteur à $T_A = 25^\circ C$

Paramètres	Symboles	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Courant d'obscurité	I_{PD}		5 	120 10	pA nA	$T_A = 25^\circ C$ $I_F = 0$, $V_D = 5$ V $T_A = 70^\circ C$ Réflection = 0%		
Capacité	C_D		45		pF	$V_D = 0$ V, $I_P = 0$, f = 1 MHz		
Sensibilité au rayonnement	R_ϕ		0,22		A/W	$\lambda = 700$ nm, $V_D = 5$ V	11	
Surface sensible	A_D		0,160		mm²	Carré de 0,4 mm de côté		

Caractéristiques électriques et optiques de l'émetteur à $T_A = 25^\circ C$

Paramètres	Symboles	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Tension directe	V_F		1,6	1,8	V	$I_F = 35$ mA	12	
Tension inverse	V_{BR}	5			V	$I_R = 100\ \mu A$		
Energie rayonnée	ϕ_E	5	9,0		µW	$I_F = 35$ mA, $\lambda = 700$ nm	13	
Longueur d'onde crête	λ_p	680	700	720	nm	$I_F = 35$ mA	13	
Résistance therm.	Θ_{JC}		150		°C/W			
Coefficient de température de V_F	$\Delta V_F / \Delta T$		−1,2		mV/°C	$I_F = 35$ mA		

Caractéristiques électriques du transistor à $T_A = 25^\circ C$

Paramètres	Symboles	Min.	Typ.	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Courant collecteur résiduel	I_{CEO}		1		pA	$V_{CE} = 5\ V$		
Tension base-émet.	V_{BE}		0,6		V	$I_C = 10\ \mu A$, $I_B = 70\ nA$		
Tension saturation collecteur-émetteur	$V_{CE}(SAT)$		0,4		V	$I_B = 1\ \mu A$, $I_E = 10\ \mu A$		
Capacité base-collecteur	C_{CB}		0,3		pF	$f = 1\ MHz$, $V_{CB} = 5\ V$		
Capacité base-émet.	C_{BE}		0,4		pF	$f = 1\ MHz$, $V_{BE} = 0\ V$		
Résistance therm.	Θ_{JC}		200		°C/W			

Notes :

1. Impulsions de 300 μs, fréquence 1 kHz.
2. Réduire linéairement le courant moyen maximal de 6 mA/°C au-dessus de 65°C.
3. Sans radiateur, réduire la puissance moyenne maximale de 12 mW/°C au-dessus de 65°C.
4. Mesuré à partir d'un réflecteur recouvert d'une peinture réfléchissante blanche à 99% (Kodak 6080), placé à 4,27 mm du plan de référence.
5. Réponse crête à crête sur une succession de barres noires et blanches.
6. Le centre de l'image se situe à l'intérieur d'un cercle de ϕ D, ayant pour centre l'axe du boîtier.
7. Mesure réalisée avec lentilles parallèles à la transition noir-blanc.
8. La dimension de l'image est définie par la distance correspondant à une référence comprise entre 10 et 90% lorsque le détecteur se déplace devant une transition noir-blanc (sans gris).
9. (+) indique un accroissement de la distance entre réflecteur et plan de référence.
10. Toutes tensions mesurées par rapport à la broche 4.
11. ATTENTION : Les caractéristiques thermiques de la lentille acrylique ne permettent la soudure à la vague classique. Le préchauffage, la température de nettoyage des sorties et le temps d'immersion risquent de provoquer des contraintes et la déformation de la lentille.

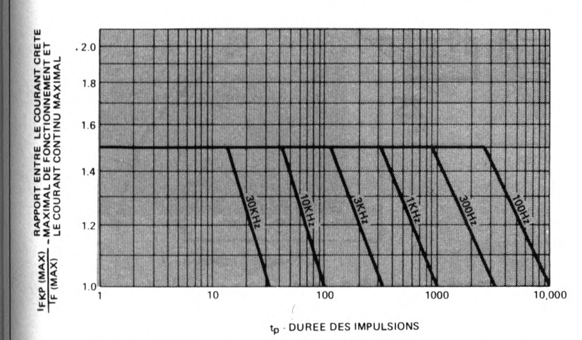


FIGURE 1 — Courant crête total admissible en fonction de la durée des impulsions

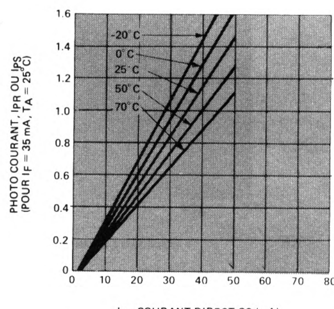
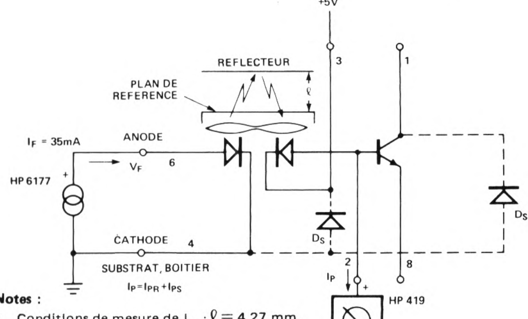


FIGURE 2 — Photocourant total relatif en fonction du courant direct de la DEL (cc)



Notes :

1. Conditions de mesure de I_p : $\ell = 4,27$ mm, réflecteur Kodak 6080.
2. Conditions de mesure de I_{PS} : $\ell = \infty$ (cavité dont la profondeur est supérieure à la profondeur du champ du HEDS-1000).

FIGURE 3 — Circuit d'essais de I_p

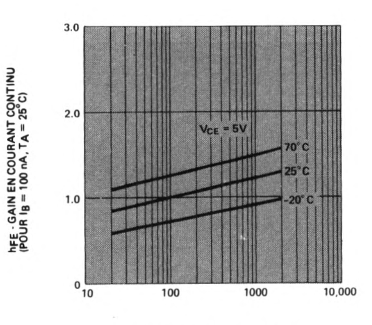


FIGURE 4 — Gain normalisé en courant continu du transistor en fonction du courant de base et de la température

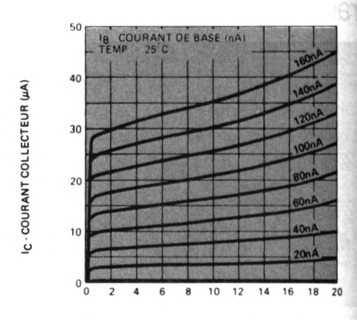


FIGURE 5 — Caractéristique en montage collecteur commun

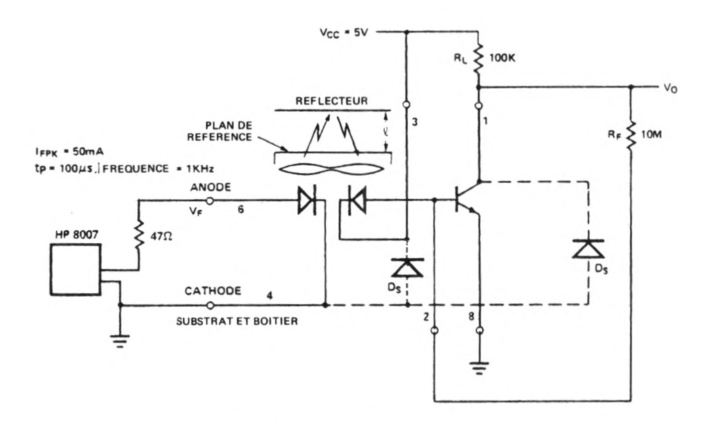


FIGURE 6 — Circuit de mesure de la vitesse

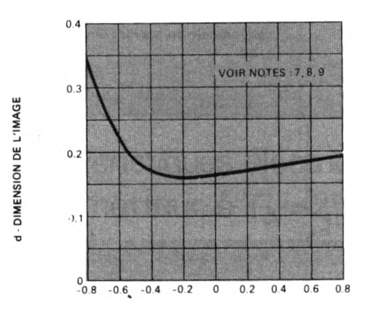


FIGURE 7 — Dimension de l'image en fonction de l'écart avec le point de meilleur rendement

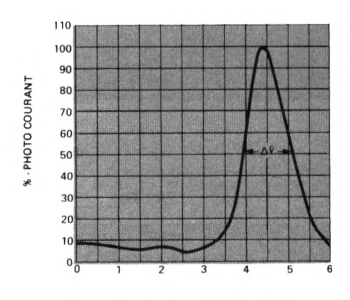


FIGURE 8 — Courant de photodiode en fonction de la distance du réflecteur

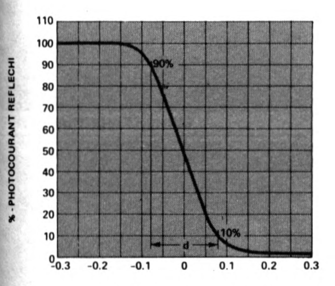


FIGURE 9 — Réponse à une transition noir-blanc

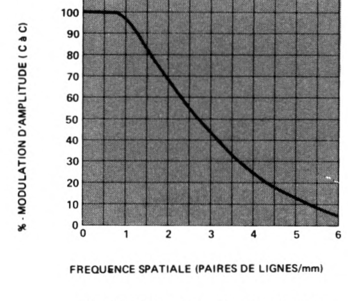


FIGURE 10 — Fonction transfert de modulation

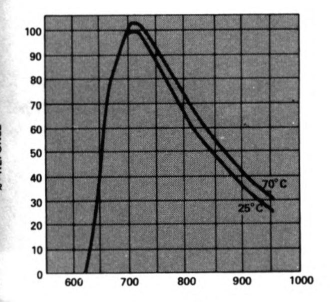


FIGURE 11 — Réponse spectrale du détecteur

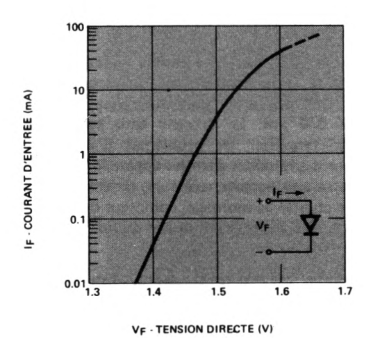


FIGURE 12 — Courant direct de la DEL en fonction de la tension directe

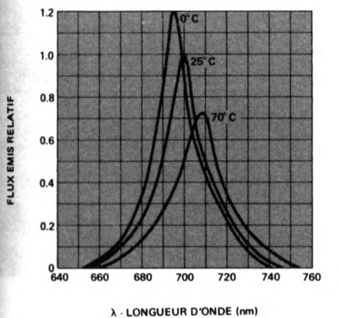


FIGURE 13 — Flux lumineux relatif en fonction de la longueur d'onde

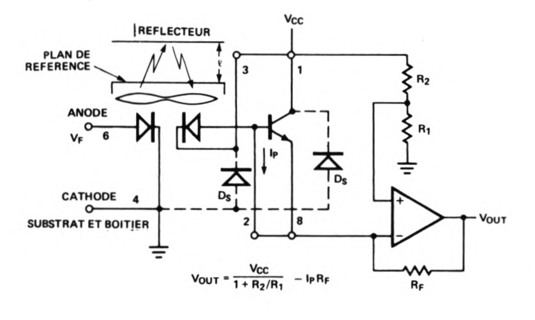
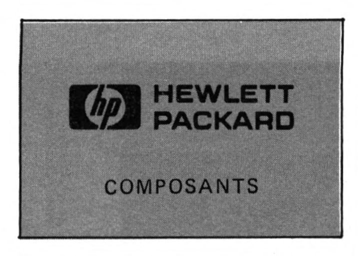


FIGURE 14 — Câblage de la photodiode



ÉMETTEUR 670 nm A FORTE INTENSITÉ LUMINEUSE

HEMT-3300

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1

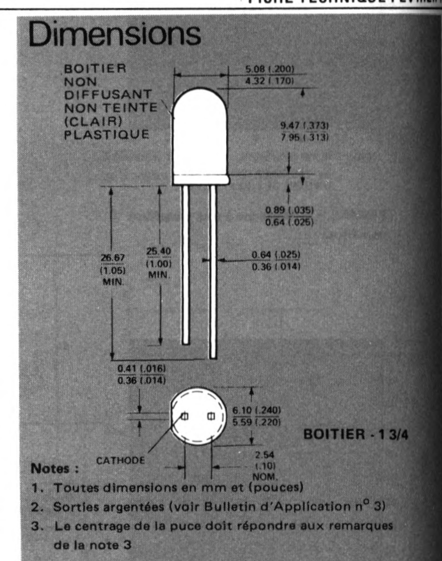
Particularités

- HAUT RENDEMENT
- SORTIE NON SATURABLE
- FAISCEAU ETROIT
- FAISCEAU VISIBLE FACILITANT L'ALIGNEMENT
- LARGEUR DE BANDE : CONTINU A 3 MHz
- COMPATIBLE CIRCUITS INTEGRES/ FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE COURANT

Description

La DEL HEMT-3300 est une source, émettant un spectre visible dans le proche infrarouge, utilisant une puce de GaAsP sur GaP optimisée pour un rendement quantique maximal à 670 nm. Le faisceau émis est suffisamment étroit pour simplifier les problèmes d'alignement. Les émetteurs sont utilisables dans les appareils grand-public ou tels que les transducteurs, codeurs, détecteurs de fumée, contrôle de chaîne de montage, compteur de petites pièces, lecteur de bandes perforées, fibres optiques.

Dimensions



Notes :
1. Toutes dimensions en mm et (pouces)
2. Sorties argentées (voir Bulletin d'Application n° 3)
3. Le centrage de la puce doit répondre aux remarques de la note 3

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.
I_e	Intensité radiante axiale	200	500		µW/sr	$I_F = 10$ mA	3, 4
K_e	Coefficient de température de l'intensité		– 0,009		° C⁻¹	$I_F = 10$ mA, Note 1	
η_V	Rendement lumineux		22		lm/W	Note 2	
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau		22		deg.	Note 3, $I_F = 10$ mA	6
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		670		nm		1
$\Delta\lambda_{PEAK}/\Delta T$	Coefficient de température du décalage spectral		0,089		nm/° C	Note 4	
t_r	Temps de montée en sortie (10%-90%)		120		ns	$I_{crête} = 10$ mA	
t_f	Temps de descente en sortie (90%-10%)		50		ns	$I_{crête} = 10$ mA (impuls.)	
C_o	Capacité		15		pF	$V_F = 0$; f = 1 MHz	
V_{BR}	Tension inverse	5,0			V	$I_R = 100$ µA	
V_F	Tension directe		1,9	2,5	V	$I_F = 10$ mA	2
$\Delta V_F/\Delta T$	Coefficient de température de V_F		– 2,2		mV/° C	$I_F = 100$ µA	
Θ_{JC}	Résistance thermique		160		° C/W	Jonction/Fil de sortie cathode sur plan de base	

Notes :
1. $I_e(T) = I_e(25°C) \exp[K_e(T - 25°C)]$
2. $I_V = \eta_V I_e$, avec I_V en candelas, I_e en watts/steradian, et η_V en lumens/watt
3. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité est la moitié de celle mesurée sur l'axe principal; le décalage angulaire typique entre axes optique et mécanique est inférieur à 5°
4. $\lambda_{crête}(T) = \lambda_{crête}(25°C) + (\Delta\lambda_{crête}/\Delta T)(T - 25°C)$

Valeurs limites absolues à $T_A = 25° C$

Puissance dissipée .... 120 mW
(varie linéairement de 1,6 mW/° C au-dessus de 50° C)
Courant direct moyen .... 30 mA
(varie linéairement de 0,4 mA/° C au-dessus de 50° C)
Courant direct crête .... voir Figure 5
Température de stockage et
de fonctionnement .... – 55° C à + 100° C
Température de soudage .... 260° C pendant 5 s
(à 1,6 mm du boîtier)

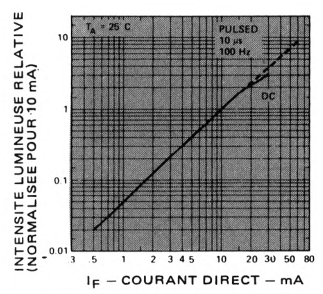


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

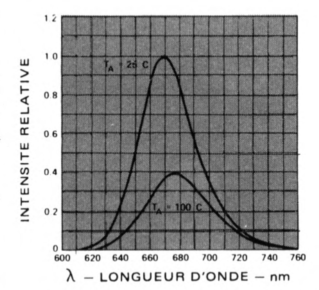


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

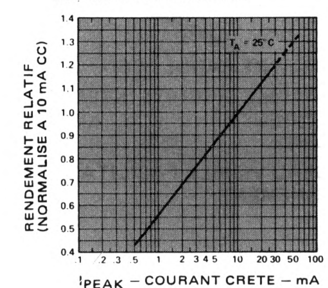


FIGURE 4 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

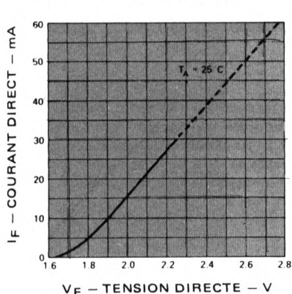


FIGURE 2 – Courant direct en fonction de la tension directe

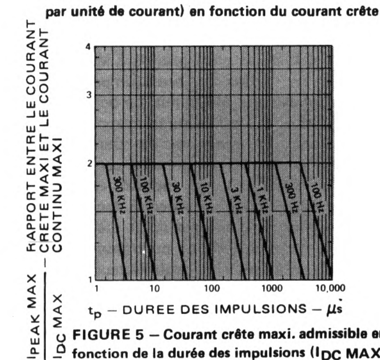


FIGURE 5 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

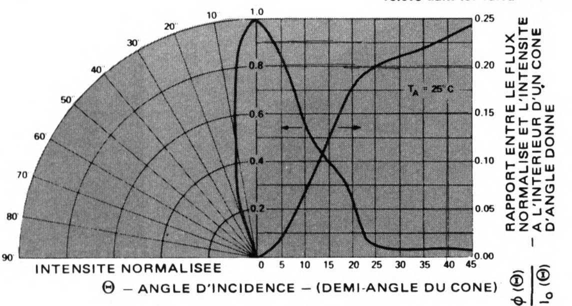
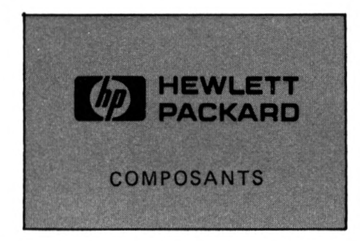


FIGURE 6 – Diagramme de rayonnement



ÉMETTEUR SUBMINIATURE 700 nm A FORTE INTENSITÉ LUMINEUSE

HEMT-6000

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

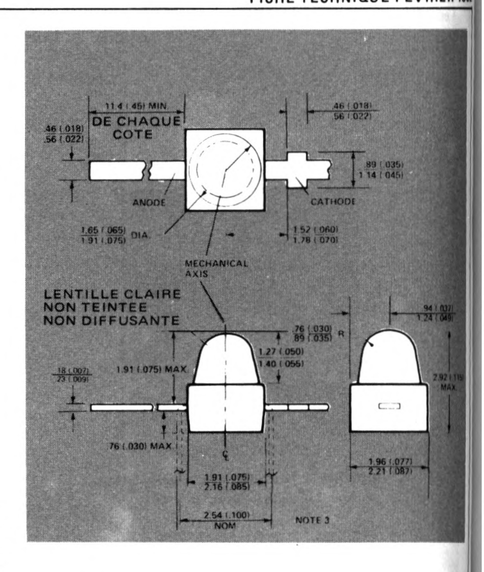
- FORTE INTENSITE LUMINEUSE
- FAISCEAU ETROIT
- SORTIE NON SATURABLE
- LARGEUR DE BANDE : CONTINU A 5 MHz
- COMPATIBLE CIRCUITS INTEGRES/ FONCTIONNEMENT SOUS FAIBLE COURANT
- FAISCEAU VISIBLE FACILITANT L'ALIGNEMENT

Description

Le HEMT-6000 utilise une puce GaAsP donnant le meilleur compromis vitesse/rendement quantique. Ceci permet une courbe de modulation plate jusqu'à 5 MHz sans pointe et donne un niveau de flux lumineux comparable à celui d'un émetteur d'infrarouges à 900 nm. Le boîtier subminiature permet d'attaquer des canneaux très rapprochés, le faisceau étroit assurant un minimum de transmodulation. La longueur d'onde de 700 nm présente certains avantages de performances spectrales par rapport aux infrarouges à 900 nm et la visibilité du spectre facilite l'alignement. Parmi ses applications, on peut noter : les lecteurs de code à bâtonnets, codeurs optiques ou transducteurs, systèmes de verrouillage à sécurité, stabilisateurs de boucles de bande, émetteurs par fibres optiques.

Valeurs limites absolues à $T_A = 25°C$

Puissance dissipée . . . . 50 mW
(varie linéairement de 1 mW/° C à partir de 70° C)
Courant direct moyen . . . . 20 mA
(varie linéairement de 0,4 mA/° C à partir de 70° C)
Courant direct crête . . . . voir Figure 5
Température de stockage et
de fonctionnement . . . . – 55° C à + 100° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 5 s
(à 1,6 mm du boîtier)



Notes :

1. Toutes dimensions en mm et (pouces)
2. Pattes argentées (voir Bulletin d'Application n° 3)
3. Replier les pattes comme indiqué (éventuellement)
4. L'indice de réfraction du boîtier est de 1,53
5. Le centrage de la puce doit répondre aux remarques de la note 3

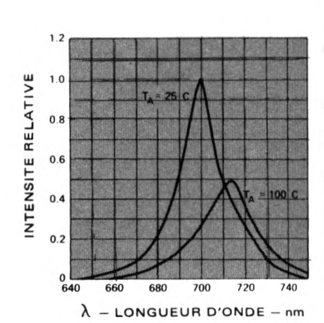


FIGURE 1 – Intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Symbole	Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.
I_e	Intensité radiante axiale	100	250		μW/sr	$I_F = 10$ mA	3, 4
K_e	Coefficient de température de l'intensité		– 0,005		$°C^{-1}$	Note 1	
η_v	Rendement lumineux		2,5		lm/W	Note 2	
$2\Theta_{1/2}$	Angle d'ouverture du faisceau		16		deg.	Note 3, $I_F = 10$ mA	6
λ_{PEAK}	Longueur d'onde crête		690-715		nm		1
$\Delta\lambda_{PEAK}/\Delta T$	Coefficient de température du décalage spectral		0,193		nm/° C	Note 4	
t_r	Temps de montée en sortie (10%-90%)		70		ns	$I_{crête} = 10$ mA	
t_f	Temps de descente en sortie (90%-10%)		40		ns	$I_{crête} = 10$ mA	
C_o	Capacité		65		pF	$V_F = 0$; f = 1 MHz	
V_{BR}	Tension inverse	5	12		V	$I_R = 100\ \mu A$	
V_F	Tension directe		1,5	1,8	V	$I_F = 10$ mA	2
$\Delta V_F/\Delta T$	Coefficient de température V_F		– 2,1		mV/° C	$I_F = 100\ \mu A$	
Θ_{JC}	Résistance thermique		140		° C/W	Jonction/Fil de sortie cathode à 0,8 mm du boîtier	

Notes :

1. $I_e(T) = I_e(25°C) \exp[K_e(T - 25°C)]$
2. $I_v = \eta_v I_e$, avec I_v en candelas, I_e en watts/steradian, et η_v en lumens/watt
3. $\Theta_{1/2}$: angle pour lequel la valeur de l'intensité est la moitié de celle mesurée sur l'axe principal; le décalage angulaire typique entre axes optique et mécanique est inférieur à 3°
4. $\lambda_{crête}(T) = \lambda_{crête}(25°C) + (\Delta\lambda_{crête}/\Delta T)(T - 25°C)$

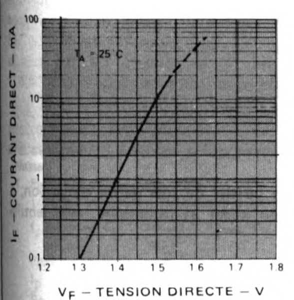


FIGURE 2 – Courant direct en fonction de la tension directe

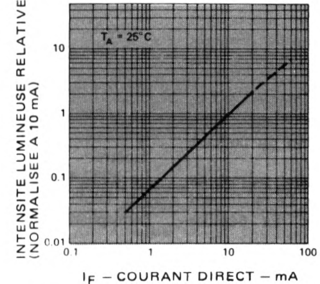


FIGURE 3 – Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct

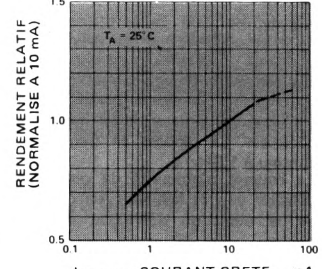


FIGURE 4 – Rendement relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête

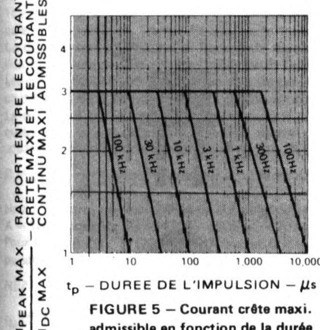


FIGURE 5 – Courant crête maxi. admissible en fonction de la durée des impulsions (I_{DC} MAX relevé dans les valeurs limites)

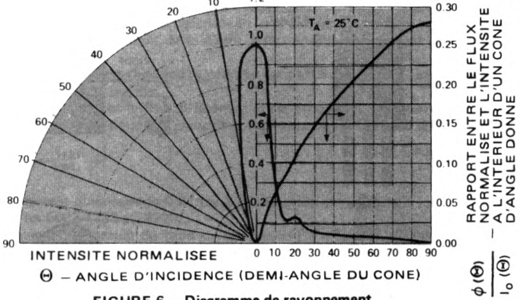
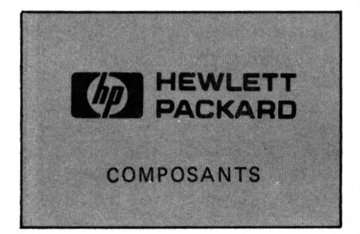


FIGURE 6 – Diagramme de rayonnement



PHOTODIODES PIN

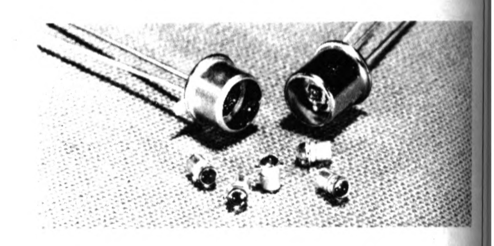
SERIE 5082-4200

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 198

Surface active :	ϕ 1 mm	5082-4207	
		5082-4203	Long (TO-18)
	ϕ 0,5 mm	5082-4204	
		5082-4220	Court (TO-46)
	ϕ 0,25 mm x 2,5	5082-4205	Sub-miniature

Particularités

- GRANDE SENSIBILITE (PUISSANCE EQUIVALENTE DE BRUIT (< – 108 dBm)
- GAMME DYNAMIQUE IMPORTANTE (LINEARITE 1% SUR 100 dB)
- REPONSE SPECTRALE LARGE
- GRANDE VITESSE (t_r, t_f < 1ns)
- STABILITE CONVENANT POUR LA PHOTOMETRIE ET LA RADIOMETRIE
- GRANDE FIABILITE
- MONTAGE FLOTTANT AVEC BLINDAGE
- FAIBLE CAPACITE
- FAIBLE BRUIT



Description

Les photodiodes PIN planar silicium sont des détecteurs de lumière visible ou infrarouge ultra-rapides. Leur sensibilité au bleu et à l'ultraviolet est exceptionnellement bonne pour des photodiodes au silicium à faible courant d'obscurité.
Ces photodiodes sont utilisables dans les applications suivantes : tachymétrie, mesures optiques de distance, poursuite d'étoiles, densitométrie, radiométrie et équipement de fibres optiques.
Le temps de réponse de ces détecteurs est inférieur à 1ns. Des impulsions laser inférieures à 0,1 ns peuvent être observées. La réponse en fréquence s'étend du courant continu à 1 GHz.
Le courant d'obscurité de ces diodes planar permet de détecter de très faibles niveaux de lumière. Le rendement de la détection quantique constant sur dix décades d'intensité lumineuse donne une gamme dynamique large.

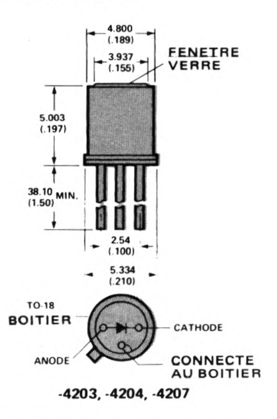
Les 5082-4203, -4204 et -4207 sont montées en boîtier standard TO-18 avec une fenêtre en verre plane. Pour une plus grande souplesse d'utilisation, les diodes sont isolées du boîtier. Le diamètre de la surface sensible des 5082-4203 et -4204 est de 0,5 mm et se trouve à 1,9 mm sous la fenêtre. Le diamètre de la surface sensible de la 5082-4207 est de 1 mm.

La 5082-4220 en boîtier TO-46 a une surface sensible dont le diamètre est de 0,5 mm, qui se trouve à 2,54 mm sous la fenêtre.

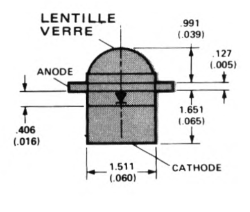
Le 5082-4205 est en boîtier de très petite dimension, à très faible capacité, en kovar et céramique, avec lentille hémisphérique.

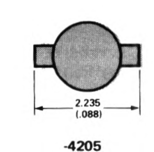
Dimensions

Dimensions en mm et (pouces)

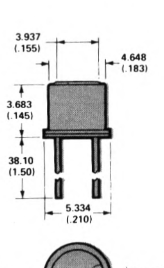


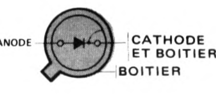
-4203, -4204, -4207





-4205





-4220

Valeurs limites absolues

Paramètre	-4203	-4204	-4205	-4207	-4220	Unité
P_{MAX} puissance dissipée (1)	100	100	50	100	100	mW
Tension inverse permanente (3)	50	20	50	20	50	V

Caractéristiques électriques et optiques à $T_A = 25°C$

Sym.	Description	-4203			-4204			-4205			-4207			-4220			Unité
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
RE RØA	Sensibilité sous incidence axiale à 770 nm (4)		1,0			1,0			1,5*			4,0			1,0		$\frac{\mu A}{mW/cm^2}$
A	Surface active (4)		2×10^{-3}			2×10^{-3}			3×10^{-3}*			8×10^{-3}			2×10^{-3}		cm^2
RØ	Sensibilité à 770 nm (5) Fig. 1, 3		0,5			0,5			0,5			0,5			0,5		$\frac{\mu A}{\mu W}$
I_D	Courant d'obscurité (6) Fig. 4			2,0			0,6			0,15			2,5			5,0	nA
NEP	Puissance équivalente de bruit (7) Fig. 8			$5,1 \times 10^{-14}$			$2,8 \times 10^{-14}$			$1,4 \times 10^{-14}$			$5,7 \times 10^{-14}$			$8,1 \times 10^{-14}$	$\frac{W}{\sqrt{Hz}}$
D*	Sensibilité (8)	$8,7 \times 10^{11}$			$1,6 \times 10^{12}$			$4,0 \times 10^{12}$*			$1,5 \times 10^{12}$			$5,6 \times 10^{11}$			$\frac{cm \sqrt{Hz}}{W}$
C_j	Capacité de la jonction (9) Fig. 5		1,5			2,0			0,7			5,5			2,0		pF
C_p	Capacité du boîtier (10)		2			2						2					pF
t_r, t_f	Vitesse en polarisation nulle (temps de montée et de descente) (11)		300			300			300			300			300		ns
t_r, t_f	Vitesse en polarisation inverse (temps de montée et descente) (12)			1			1			1			1			1	ns
R_S	Résistance série			50			50			50			50			50	Ω

Notes :

1. Puissance d'impulsion crête.
   Lors de l'exposition de la diode à un rayon incident de forte intensité, il faut tenir compte des limites du courant photoélectrique.
   $I_p\,(moyen) < \frac{P_{MAX} - P_{\emptyset}}{E_c}$; avec d'autre part : $I_p\,(crête) < \frac{1000\,A}{t\,(\mu s)}$ ou $I_p < 500\,mA$ ou $I_p\,(crête) < \frac{I_p\,(moyen)}{f \times t}$
   l'une de ces trois conditions étant suffisante.
   I_p - photocourant (A)
   E_c - tension d'alimentation (V)
   t - durée des impulsions (μs)
   f - taux de répétition des impulsions (MHz)
   $P_{\emptyset}$ - puissance d'entrée du flux de photons
   P_{MAX} - dissipation maxi. (W)
   La puissance dissipée limite s'applique à la somme de la puissance optique à l'entrée du système et de la puissance électrique à l'entrée due au débit du courant photoélectrique, lorsque l'on applique la tension inverse.
2. Tout dépassement de la tension inverse crête détruira la diode. Le courant direct est sans effet sur la diode dans les limites de la puissance qu'elle peut dissiper. Les meilleures performances sont obtenues lorsque la diode est polarisée en inverse avec E_c compris entre 5 et 20 V.
3. Le dépassement de la tension inverse de repos diminue les qualités de faible bruit de la diode, effet sensible uniquement dans le cas où l'on fonctionne dans la zone de faible bruit (voir Figure 8).
4. Les diodes 5082-4205 ont une lentille de pouvoir grossissant 2,5. La surface réelle de la jonction est de $0,5 \times 10^{-3}\,cm^2$, correspondant à un diamètre de 0,25 mm. Les spécifications tiennent compte de l'effet de la lentille.
5. La sensibilité est le rapport entre le courant différentiel de la photodiode et le flux différentiel qui le produit, pour une longueur d'onde quelconque et à condition que le flux forme un faisceau suffisamment fin pour être compris entièrement dans la surface sensible. Elle est apparentée au rendement quantique η_q, en électrons par photon.
   $R = \eta_q \left(\frac{\lambda}{1240}\right)$ avec λ longueur d'onde en nm.
   ainsi à 770 nm, une sensibilité de 0,5 A/W correspond à un rendement quantique de 0,81 (ou 81%) électron par photon.
6. A – 10 V, pour les 5082-4204, -4205 et -4207; à – 25 V, pour les 5082-4203 et -4220.
7. Pour (λ, f et Δf) = (770 nm, 100 Hz et 6 Hz), f étant la fréquence de mesure du bruit du faisceau et Δf la largeur de bande du bruit, la puissance équivalente de bruit (NEP) est le flux optique nécessaire pour avoir un rapport signal/bruit unité, normalisé dans la bande. Ainsi,
   $NEP = \frac{I_N/\sqrt{\Delta f}}{R}$ ou $I_N/\sqrt{\Delta f}$ étant la largeur de bande, le courant normalisé est calculé à partir de la formule de l'effet de Schottky :
   $I_N/\sqrt{\Delta f} = \sqrt{2qI_D} = 17,9 \times 10^{-15} \sqrt{I_D}\,(A/\sqrt{Hz})$ avec I_D en nA.
8. La sensibilité D* est le rapport signal/bruit normalisé sur la surface active. Il est calculé à partir de la formule :
   $D^* = \frac{\sqrt{A}}{NEP} \left(\frac{cm \sqrt{Hz}}{W}\right)$ avec A en cm^2 pour (λ, f, Δf) = (770 nm, 100 Hz et 6 Hz).

* Voir Note 4.

9. A – 10 V pour les 5082-4204, -4205, -4207 et -4220; à – 25 V pour la 5082-4203.
10. Entre la sortie cathode et le boîtier. Ne s'applique pas aux 5082-4205 et -4220.
11. Avec charge 50 Ω.
12. Avec charge 50 Ω et une polarisation de – 20 V.

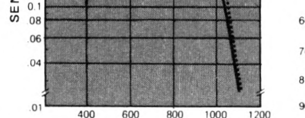


FIGURE 1 – Réponse spectrale

FIGURE 2 – Sensibilité directionnelle relative des photodiodes PIN

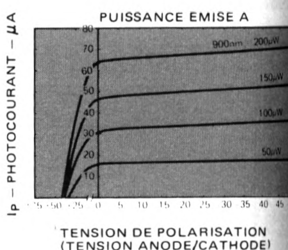


FIGURE 3 – Caractéristiques de sortie typiques à λ = 900 nm

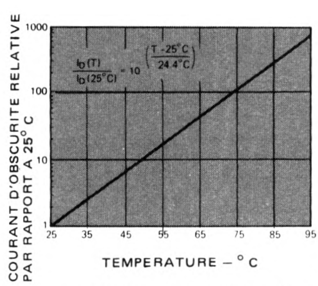


FIGURE 4 – Courant d'obscurité à – 10 V en fonction de la température

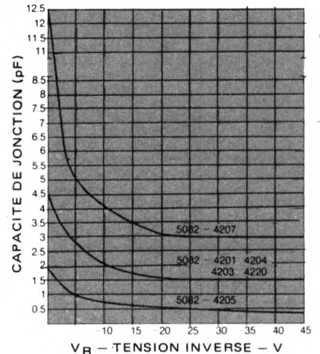
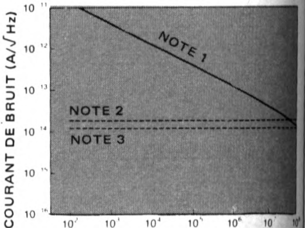


FIGURE 5 – Variation typique de la capacité en fonction de la tension



Notes :
1. Bruit thermique de la résistance de charge
2. Effet Schottky max. de la diode I_D = 1000 pA
3. Effet Schottky max. de la diode I_D = 400 pA

FIGURE 6 – Bruit en fonction de la résistance de charge

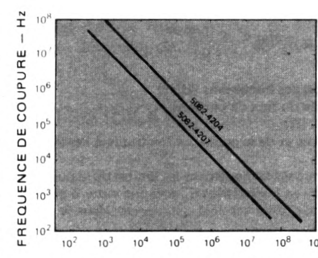


FIGURE 7 – Fréquence de coupure de la photodiode en fonction de la charge (C = 2 pF)

Notes :
4. NEP dû au bruit thermique de la charge
5. NEP dû aux deux sources de bruit
6. NEP dû à l'effet Schottky pour le courant d'obscurité maximum

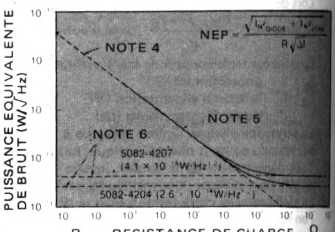


FIGURE 8 – Puissance équivalente de bruit en fonction de la résistance de charge

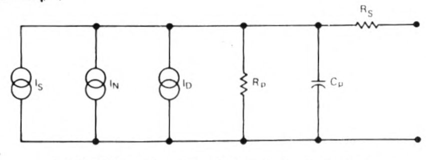


FIGURE 9 – Circuit équivalent de la photodiode

I_S = Courant du signal ≈ 0,5 μA/μW x P, flux entrée à 770 nm
I_N = Courant d'effet Schottky
$< 1{,}2 \times 10^{-14}$ A/$\sqrt{Hz}$ (5082-4204)
$< 4 \times 10^{-14}$ A/$\sqrt{Hz}$ (5082-4207)
I_D = Courant d'obscurité
$< 600 \times 10^{-12}$ A à – 10 V CC (5082-4204)
$< 2500 \times 10^{-12}$ A à – 10 V CC (5082-4207)
R_P = 10^{11} Ω
R_S = < 50 Ω

Utilisation

PROPRIETES ANTIBRUIT

Le courant de bruit des diodes PIN est négligeable. C'est une des conséquences directes du courant de fuite extrêmement faible, résultant de la formule de l'effet Schottky $I_N = (2qI_R\Delta f)^{1/2}$. Le courant de fuite ne dépassant pas 600 pA pour les 5082-4204 sous une tension de polarisation inverse de 10 V, le courant d'effet Schottky est inférieur à $1{,}4 \times 10^{-14}$ A x $\sqrt{\text{Hz}}$ à cette valeur de tension.

L'exccès de bruit est aussi très faible, il n'apparaît que pour des fréquences inférieures à 10 Hz et varie approximativement comme 1/f. Quand la sortie de la diode est vue à partir d'une charge, le bruit thermique de la résistance de charge R_L est de $1{,}28 \times 10^{-10}$ $\sqrt{R_L^{-1/2}}$ x $\Delta f^{-1/2}$ à 25° C et dépasse largement le bruit de la diode pour des résistances de charges inférieures à 100 MΩ (voir Figure 6). C'est pourquoi, les diodes PIN n'amènent pratiquement pas de bruit au système lorsque l'on utilise des charges de faibles valeurs en haute fréquence pour obtenir une fréquence de coupure élevée (voir Figures 6 et 7).

PROPRIETES DE RAPIDITE

Le fonctionnement à des fréquences très élevées est possible car les diodes PIN atteignent des temps de réponse inférieurs à la ns. Un de leurs avantages majeurs est que le temps de réponse s'obtient à des tensions inverses relativement faibles (– 10 à – 20 V).

SENSIBILITE A UN FAISCEAU LUMINEUX DESAXE

La sensibilité des photodiodes, à un champs de rayonnement lumineux uniforme E_e d'incidence parallèle à l'axe polaire, est donnée par $I = RA \times E_e$ à 770 mm. La sensibilité à un champ non parallèle peut être calculée en multipliant RA par un facteur de correction obtenu à partir du diagramme de rayonnement sous l'angle d'incidence utilisé. Par exemple, le facteur à utiliser pour la diode 5082-4207 avec un champ incident E_e sous un angle de 40° par rapport à l'axe est de 0,8. Si E_e = 1 mW/cm², nous obtenons $I_P = k \times RA \times E_e = 0{,}8 \times 4{,}00 \times 1 = 3{,}2$ µA.

REPONSE SPECTRALE

Pour obtenir la sensibilité à une longueur d'onde différente de 770 mm, il faut tenir compte de la réponse spectrale relative. En se reportant à la courbe de réponse spectrale de la Figure 1, on obtient la sensibilité X correspondant à la longueur d'onde désirée. Le rapport entre la sensibilité à la longueur d'onde désirée et à 770 nm est donnée par :

$$\text{RAPPORT} = \frac{X}{0{,}5}$$

En multipliant la sensibilité à 770 nm par ce rapport, on obtient la sensibilité à la longueur d'onde désirée.

SENSIBILITE AUX ULTRAVIOLETS

Sous l'effet d'une polarisation, une région en bordure de la surface active devient sensible. La largeur de cet anneau est d'environ 25 µm sous – 20 V, et grandit avec la tension inverse. La sensibilité de cette zone est supérieure à celle de la région centrale, en particulier, aux faibles longueurs d'ondes. A 400 nm, la sensibilité de la région centrale est de 0,1 A/W alors qu'elle atteint 0,35 A/W à la périphérie. A des longueurs d'ondes inférieures à 400 nm, l'atténuation due à la fenêtre en verre affecte profondément la sensibilité, celle-ci est nettement améliorée en supprimant la lentille de verre ou en la remplaçant par une lentille en saphir (disponible sur demande). Le temps de réponse à la périphérie est de t_r ou $t_f \approx 300$ ns.

RECOMMANDATIONS DE MONTAGE (5082-4205)

a. Les 5082-4205 sont prévues pour être soudées sur carte de circuits imprimés d'épaisseur comprise entre 0,5 et 1,6 mm.
b. La température de soudage doit être surveillée pour que celle du boîtier n'atteigne jamais 280° C, température correspondant au point de fusion de certaines soudures internes. Si l'on approche de cette température, la soudure s'amollira et la lentille risquera de se détacher. Une soudure étain-plomb appliquée avec un fer de faible puissance, pendant le temps le plus court possible, est recommandée.
c. Il est possible de souder, soit une seule, soit les deux pattes de sortie anode. Eviter que la soudure vienne en contact avec la lentille.
d. Si l'on ne peut souder la diode sur circuit imprimé, des fils peuvent être soudés sur les pattes en prenant les précautions ci-dessus.

FONCTIONNEMENT EN LINEAIRE

Le circuit équivalent à la photodiode étant donné Figure 9, on obtiendra un fonctionnement plus linéaire de la photodiode en utilisant un amplificateur de courant selon le schéma de la Figure 10.

Le bruit le plus faible est atteint pour $E_C = 0$, mais une plus grande vitesse et une gamme dynamique plus importante sont obtenues si E_C est compris entre 5 et 20 V. L'amplificateur doit avoir la résistance d'entrée la plus grande possible pour avoir un grand gain de boucle. Si la photodiode est inversée, il faut aussi inverser la source de polarisation.

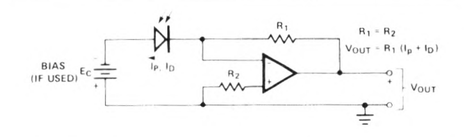


FIGURE 10 – Fonctionnement en linéaire

FONCTIONNEMENT EN LOGARITHMIQUE

Si la photodiode est polarisée à 0 V avec un amplificateur à très haute impédance, la tension de sortie sera avec le montage de la Figure 11 de :

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{kT}{q} \ell n \left(1 + \frac{I_P}{I_S}\right)$$

$$\text{avec } I_S = I_F \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1\right)^{-1} \quad \text{pour } 0 < I_F < 0{,}1 \text{ mA}$$

La tension de sortie V_{OUT} est positive car le photocourant I_P circule en sens inverse dans la photodiode rendant l'anode positive.

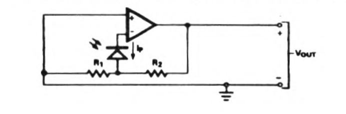
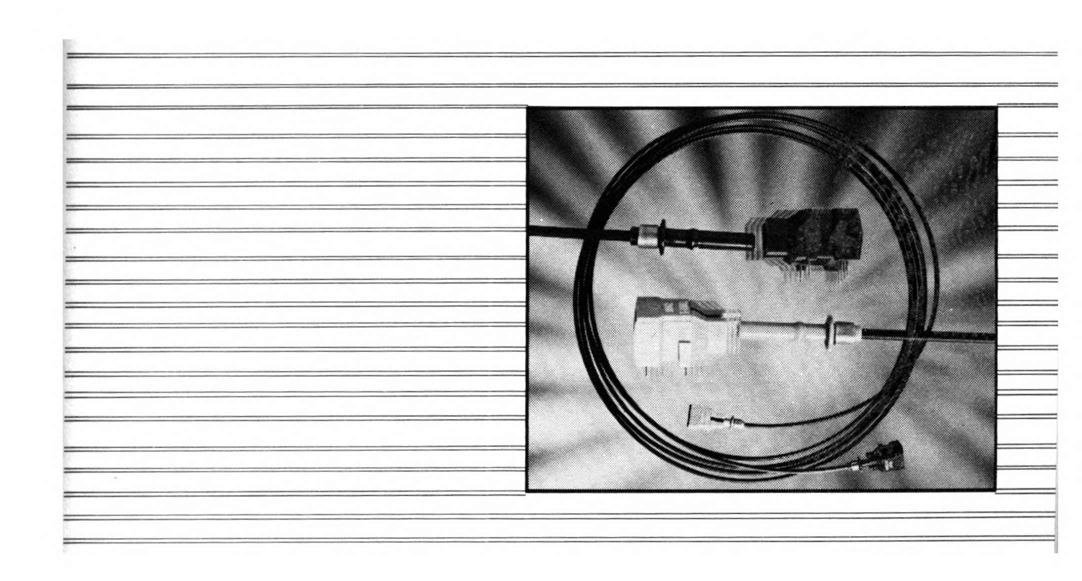


FIGURE 11 – Fonctionnement en logarithmique

Fibres optiques

- *Introduction*
- *Guide de sélection*
- *Système de transmission à connecteurs encliquetables*
- *Système de transmission miniature*
- *Emetteurs optiques*
- *Récepteurs optiques*
- *Câbles*
- *Kit d'assemblage des connecteurs pour fibres optiques*
- *Multiplexeur V24 - Fibres optiques*



Fibres optiques

Hewlett-Packard présente dans ce catalogue un large éventail d'émetteurs et de récepteurs, de connecteurs, de câbles, et d'outillages pour le montage de différents composants. Vous pourrez aussi vous procurer une abondante documentation sur le sujet. Nous avons pris un soin tout particulier pour garantir chaque élément d'un ensemble complet tant en durée qu'en fonction de la température. Ceci en facilite la mise en œuvre par un utilisateur non expérimenté et permet une production en série sans aléas.

Système de transmission par fibre optique à connecteurs encliquetables.

De faible coût, ce système permet de transmettre des données avec un débit allant du continu à 5 MBd. Il permet des liaisons comprises entre 0,1 et 18 m inter ou intra-systèmes tout en résolvant les problèmes d'isolement haute tension. Les spécifications de compatibilité électro-magnétiques FCC ou VDE sont facilement atteintes. Le système est constitué par un émetteur, un récepteur, un câble optique et des connecteurs encliquetables qui peuvent fonctionner entre 0 et + 70 °C. Le kit d'évaluation HFBR-0500 permet à l'utilisateur débutant d'avoir un système de liaison complet de 5 m avec câble équipé de connecteurs et la documentation correspondante, auxquels sont joints deux connecteurs de dépannage et un kit de polissage. Tous les éléments permettant de réaliser une liaison par fibre optique sont disponibles séparément.

Système de liaison par fibre optique miniature

Ce système de liaison permet de transmettre des données avec un débit allant du continu à 5 MBd sur des distances atteignant 500 m min. et 1200 m typique avec câble ayant une fibre optique de 100 à 140 mm de diamètre en silice avec gaine de verre. L'émetteur et le récepteur en boîtier miniature peuvent être montés sur le panneau arrière d'un instrument, sur une carte de circuit imprimé ou sur cloison étanche ; nous pouvons vous fournir le kit HFBR-0200 constitué par un récepteur, un émetteur, 10 m de câble avec connecteurs, les accessoires de montage et la documentation nécessaire.

Le montage des connecteurs se fait au moyen du kit d'assemblage HFBR-0100.

Modules hautes performances

Il existe deux systèmes de liaison par fibres optiques aux performances garanties, l'un permettant de réaliser des liaisons atteignant 100 m, l'autre des liaisons atteignant 1000 m. Les systèmes utilisent des fibres optiques à cœur de silice gaîné de verre. Equipé d'un système de contrôle de la liaison, ils acceptent des formats de données quelconques et peuvent transmettre du continu à 10 MBd.

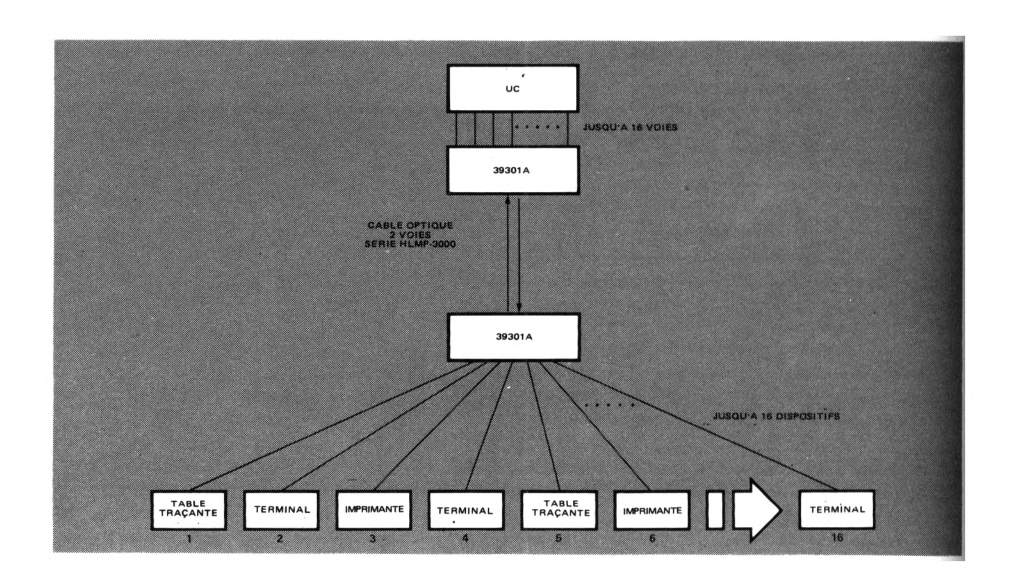
L'émetteur et le récepteur contiennent tous les circuits nécessaires pour rendre le signal compatible TTL et ne nécessitent que 5 V pour être correctement alimentés. Pour faciliter la première mise en œuvre nous pouvons fournir le kit HFBR-0010 constitué d'un réseau simplex de 10 m comprenant un module émetteur 100 m, un module récepteur, 10 mètres de câble équipés connecteurs et de la documentation nécessaire. Les modules émetteurs, récepteurs, le ou les câbles de longueur quelconque équipés ou non de connecteurs sont disponibles séparément. Le kit d'assemblage HFBR-0100 permet de monter soi-même un câble ou de le réparer.

Multiplexeur à fibres optiques 39301 A

Hewlett-Packard fabrique un multiplexeur V 24 (RS 232 C) à fibres optiques. Une paire de ces multiplexeurs reliés par un câble optique de la série 3000 permet l'extension jusqu'à 1000 m de 16 voies V 24 en duplex intégral. Une liaison typique peut être réalisée entre le processeur d'une unité centrale et un ensemble de 16 terminaux comme le montre la figure ci-dessous.

Une telle liaison est un moyen simple pour inclure les avantages de communications par fibre optique dans une zone de terminaux. Les avantages sont les suivants : insensibilité aux interférences magnétiques, aux orages, aux parasites produits par des moteurs mal antiparasités, aux décharges statiques et à la diaphonie. Les fibres optiques offrent en outre un certain secret des communications car elles ne rayonnent pas. En atmosphère explosive il n'y a pas besoin de protection spéciale car le milieu diélectique n'engendre pas d'étincelles.

Pour de plus amples informations consulter Hewlett-Packard France.



Guide de sélection

Système de liaison à connecteurs encliquetables

Constituants	Particularités	Références	Caractéristiques	Page
Emetteur	100 μW 144 μW	HFBR-1500 HFBR-1501	• Longueur maximale de la liaison 18 m • Débit binaire 5 MBd • Fibre plastique ∅ = 1000 μm • Connecteurs plastiques • Entrée-sortie : DEL-TTL	279
Récepteur		HFBR-2500		
Connecteurs plastiques avec manchon de sertissage	gris (émetteur) bleu (récepteur)	HFBR-4501 HFBR-4511		
Câble avec connecteurs	longueur à la demande 0,1 m 0,5 m 1 m 5 m	HFBR-3500 option 001 HFBR-3501 HFBR-3502 HFBR-3503 HFBR-3504		
Câble sans connecteur	25 m 100 m 500 m	HFBR-3589 HFBR-3590 HFBR-3591		
Système complet en kit	5 m	HFBR-0500		
Ensemble de polissage		HFBR-4595	Outil de polissage et papier abrasif	

Système de liaison miniature

Constituants	Particularités	Références	Caractéristiques	Page
Emetteur		HFBR-1201	• Longueur maximale de la liaison 500 m • Débit binaire 5 MBd • Fibre optique ∅ 100-140 μm • Fibre en silice à gaine de verre • Connecteurs métalliques • Entrée-sortie : DEL-TTL	289
Récepteur		HFBR-2201		
Connecteur métallique avec ferrule Adaptateur-prolongateur		HFBR-4000 HFBR-3099		316
Câble monovoie avec connecteurs Câble bivoie avec connecteurs	Longueur à la demande option 001	HFBR-3000 HFBR-3001		309
Câble monovoie sans connecteur Câble bivoie sans connecteur		HFBR-3200 HFBR-3300		313
Système complet en kit	10 m	HFBR-0200		289
Accessoires de montage		HFBR-4201		296
Kit d'assemblage des connecteurs		HFBR-0100 HFBR-0101 HFBR-0102	Outillage Matières consommables Outillage supplémentaire	318

Système de liaison à modules hautes performances

Constituants	Particularités	Références	Caractéristiques	Page
Emetteur	100 m 1000 m	HFBR-1001 HFBR-1002	• Débit binaire 10 MBd • Fibre optique ∅ 100-140 μm • Fibre en silice à gaine de verre • Connecteurs métalliques • Entrée-sortie TTL-TTL	297 301
Récepteur		HFBR-2001		305
Connecteur métallique avec ferrule		HFBR-4000		316
Adaptateur prolongateur		HFBR-3099		
Câble monovoie avec connecteurs Câble bivoie avec connecteurs	Longueur à la demande option 001	HFBR-3000 HFBR-3100		309
Câble monovoie sans connecteur Câble bivoie sans connecteur		HFBR-3200 HFBR-3300		313
Système complet en kit		HFBR-010		275
Kit d'assemblage des connecteurs		HFBR-0100 HFBR-0101 HFBR-0102	Outillage Matières consommables Outillage supplémentaire	318

Multiplexeur V 24 - Fibre optique

Constituants	Particularités	Références	Caractéristiques	Page
Multiplexeur	1000 m	39301A	• Débit binaire 19 k bits/s par voie • Fibre optique ∅ 100-140 μm • Fibre en silice gaine de verre • Connecteurs métalliques • V 24 à V 24	320



SYSTÈME DE TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE A CONNECTEURS ENCLIQUETABLES (LONGUEUR 5 m)

HFBR-0500 A HFBR-4551

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **BOITIERS PLASTIQUES A BROCHAGE DUAL IN LINE, PEU COUTEUX**
- **CONNECTEURS ENFICHABLES**
- **SYSTEME OPTIMISE POUR LES FIBRES OPTIQUES EN PLASTIQUE**
- **CONNECTEURS TRES FACILES A MONTER**
- **GRANDE IMMUNITE AU BRUIT DE L'ETAGE DE DETECTION**
- **LONGUEUR DE LA LIAISON 5 m MAX.***
- **VITESSE DE TRANSMISSION : DU CONTINU A 10 MBd**
- **NIVEAU DE SORTIE COMPATIBLE TTL/LSTTL**
- **SORTIE SUR RESISTANCE DE RAPPEL INTERNE OU A COLLECTEUR OUVERT, AU CHOIX**
- **CABLES DE LONGUEUR STANDARD OU A LA DEMANDE**
- **RECEPTEUR ALIMENTE PAR UNE SEULE SOURCE +5 V**
- **EMETTEUR ET RECEPTEUR DIFFERENCIES PAR LEUR COULEUR**

Applications

- **SYSTEMES REGULES UTILISES EN ZONE DE FORTES PERTURBATIONS ELECTRO-MAGNETIQUES (FCC, VDE)**
- **TRANSMISSION DE DONNEES INTER OU INTRA SYSTEMES**
- **PROTECTION CONTRE LES CHARGES STATIQUES**
- **ISOLEMENT HAUTE TENSION**
- **EQUIPEMENTS MEDICAUX**
- **SECRET DE L'INFORMATION TRANSMISE**

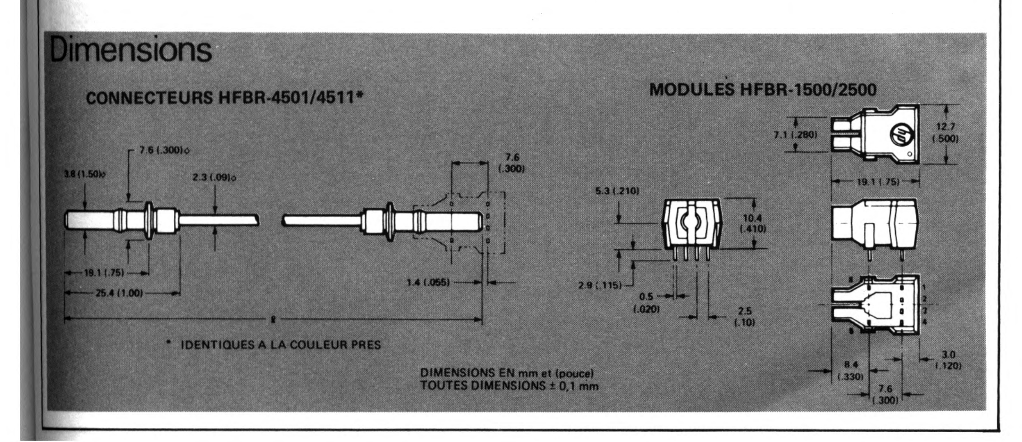
* Si la liaison doit dépasser 5 m, consulter la fiche suivante



Description

Les éléments de la série HFBR-0500 permettent de réaliser des systèmes de transmission par fibre optique sur de courtes distances avec une capacité de transmission allant du continu à 10 MBd. Constitué par un émetteur, un récepteur et un câble optique, un tel système a des performances garanties jusqu'à 5 m. Les modules récepteurs et émetteurs ont été étudiés pour recevoir un connecteur enfichable monté sur câble. Le système de transmission HFBR-0500 s'utilise sur les équipements économiques, pour réaliser des liaisons courtes inter ou intra-systèmes. Il permet de résoudre facilement les problèmes de réjection en mode commun ou d'isolement en haute tension, ainsi que ceux posés par les spécifications de compatibilité électromagnétique (EMC) et de satisfaire aux normes de sécurité FCC ou VDE.

Dimensions

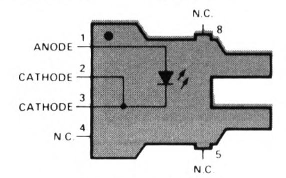


L'émetteur HFBR-1500/1501, en boîtier plastique gris, incorpore une DEL 665 nm, il s'interface facilement aux circuits logiques à l'aide d'un circuit intégré amplificateur de courant. Le récepteur HFBR-2500, en boîtier plastique bleu, est constitué par un photodétecteur intégré et un amplificateur à courant continu à large bande. Un transistor à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky avec résistance de rappel intégrée utilisable ou non, fournit un niveau de sortie compatible avec la plupart des circuits logiques + 5 V. Il est possible d'utiliser ce récepteur sur bus en multiplexage ou câblé. Un écran interne protège les circuits sensibles, il permet l'emploi du récepteur dans les endroits fortement perturbés par les parasites électromagnétiques.

Le câble optique HFBR-3500, en plastique, dont l'âme a un diamètre de 1 mm, est équipé à ses extrémités de connecteurs enfichables et verrouillables, dont la couleur correspond à celle du récepteur et de l'émetteur. Ce câble dont la longueur maximale est de 5 m peut être commandé séparément en dimensions plus courtes, multiples de 0,1 m. Les câbles HFBR-3590 s'équipent facilement des connecteurs HFBR-4501 (gris) et HFBR-4511 (bleu) à l'aide d'une pince de sertissage*, l'outil HFBR-4595 permettant de parfaire le polissage de la face de la fibre optique.

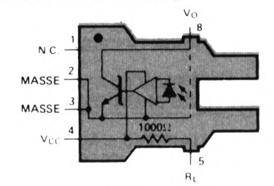
* Outil de sertissage AMP, référence 90364-1 ou 69876

EMETTEUR HFBR-1500/1501



VUE DE DESSUS

RECEPTEUR HFBR-2500



VUE DE DESSUS

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
LIAISON COMPLETE						
Température de stockage		T_S	– 40	+ 75	°C	
Température de fonctionnement		T_A	0	+ 70	°C	
Soudage	Température			260	°C	1
	Durée			10	s	
EMETTEUR						
Courant direct crête à l'entrée		$I_{F\,PK}$		500	mA	2
Courant direct moyen à l'entrée		$I_{F\,AV}$		80	mA	
Tension d'entrée inverse		V_{BR}		5	V	
RECEPTEUR						
Tension d'alimentation		V_{CC}	– 0,5	7	V	
Courant de sortie		I_O		25	mA	
Dissipation en sortie sur le collecteur		P_{OD}		40	mW	
Tension de sortie		V_O	– 0,5	7	V	
CABLE						
Tenue à la traction	Câble	F_T		50	N	3
	Câble-connecteur			5		
Rayon de courbure		r	10		mm	4
Essai de flexibilité				1000	cycles	6
Tenue aux chocs		m		1	kg	7
		h		15	mm	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
LIAISON COMPLETE						
Température ambiante		T_A	0	70	°C	
Longueur de la liaison		ℓ	0,1	5	m	Figure 2
EMETTEUR						
Courant direct crête à l'entrée	Diode alimentée	$I_{F\ (ON)}$		60	mA	
	Diode non alimentée	$I_{F\ (OFF)}$		250	µA	
RECEPTEUR						
Tension d'alimentation		V_{CC}	4,75	5,25	V	13
Sortance TTL		N		5		8
Flux lumineux à l'entrée pour un «0» logique		$\phi_R\ (L)$	8	56	µW	11, 14
			– 21	– 12,5	dBm	
Flux lumineux à l'entrée pour un «1» logique		$\phi_R\ (H)$		0,05	µW	11,14
				– 43	dBm	
CABLE						
Rayon de cintrage (à long terme)		r	35		mm	5
Tenue à la traction (à long terme)		F_T		1	N	5

Caractéristiques électriques et optiques

entre 0 et + 70°C (sauf mention contraire)

Paramètre		Symbole	Min.	Typ. (12)	Max.	Unité	Conditions de mesure	Notes
LIAISON COMPLETE								
Immunité du récepteur aux interférences électromagnétiques				8000		V/m	RF = 1 MHz, BER = 10^{-9} ℓ = 5 m	14
Temps d'établissement niveau bas - niveau haut		t_{PLH}		75	140	ns	ℓ = 0,5 m, I_F = 20 mA HFBR-1501 R_L = 560 Ω, C_L = 15 pF	9
Temps d'établissement niveau haut - niveau bas		t_{PHL}		75	140	ns	ℓ = 0,5 m, I_F = 20 mA HFBR-1501 R_L = 560 Ω, C_L = 15 pF	9
EMETTEUR								
Flux optique en sortie	HFBR-1500	ϕ_T	24	80	105	µW	I_F = 60 mA	10,16
			– 16,2	– 11	– 9,8	dBm		
	HFBR-1501		33,1	101	144	µW		
			– 14,8	– 9,9	– 8,4	dBm		
Longueur d'onde crête		λ_{PK}		665		nm		
Tension directe		V_F	1,45	1,67	2,02	V	I_F = 60 mA	
Coefficient de température de la tension directe		$\Delta V_F/\Delta T$		– 1,37		mV/°C		
Diamètre réel		D_T		1		mm		
Ouverture numérique		N.A.		0,5				
Tension inverse à l'entrée		V_{BR}	5	12,4		V	I_F = – 10 µA, T_A = 25°C	
Capacité de la diode		C_O		86		pF	V_F = 0, f = 1 MHz	
Temps d'établissement niveau bas - niveau haut		t_{PLH}		20		ns	I_F = 20 mA, ℓ = 0,5 m	9
Temps d'établissement niveau haut - niveau bas		t_{PHL}		5		ns	I_F = 20 mA, ℓ = 0,5 m	9

Caractéristiques électriques et optiques (suite)

entre 0 et + 70°C
(sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ. (12)	Max.	Unité	Conditions de mesure	Notes
RECEPTEUR							
Niveau de flux lumineux à l'entrée «0» logique	ϕ_R (L)	8		56	μW	HFBR-1500/1501	11,16
		– 21		– 12,5	dBm	V_{OL} = 0,5 V, I_{OL} = 8 mA	
Niveau de flux lumineux à l'entrée «1» logique	ϕ_R (H)			0,05	μW	HFBR-1500/1501	11
				– 43	dBm	V_{OH}=5,25 V, $I_{OH} \leq 250\ \mu$A	
Courant de sortie niveau haut	I_{OH}		5	250	μA	V_O = 5,25 V, ϕ_R = 0,05 μW	
Tension de sortie niveau bas	V_{OL}		0,4	0,5	V	ϕ_R = 8 μW, I_{OL} = 8 mA	
Courant d'alimentation niveau haut	I_{CCH}		3,5	6,3	mA	V_{CC} = 5,25 V, ϕ_R = 0	
Courant d'alimentation niveau bas	I_{CCL}		6,2	10	mA	V_{CC} = 5,25 V, ϕ_R = 56 μW, R_L = ouvert	
Diamètre réel fibre	D_R		1		mm		
Ouverture numérique	$N.A._R$		0,5				
Résistance de tirage interne	R_L		1000		Ω		
Temps de montée en sortie 10-90%	t_r		15		ns	V_{CC} = 5 V, R_L = 560 Ω, C_L = 15 pF	9
Temps de descente en sortie 10-90%	t_f		15		ns		9
CABLE							
Variation de couplage	$\Delta\alpha_{LC}$		0,9	2	dB		15
Atténuation du câble	α_0	0,3	0,4	0,63	dB/m	@ 665 nm, N.A. = 0,5	
Ouverture numérique	N.A.		0,5			ℓ > 2 m	
Diamètre, sur gaine	D_C		1		mm		
Diamètre, extérieur	D_J		2,2		mm		
Retard	t_{pdc}		4,5		ns/m		
Masse par unité de longueur	m/ℓ		4,6		g/m	sans connecteur	
Courant de fuite dans le câble	I_L		1		nA	10 kV, ℓ = 0,1 m	

Notes :

1. A 1,6 mm du plan de base.
2. Impulsions de 1 μs et de période 20 μs.
3. Moins de 30 mn.
4. Moins de 1 h, hors fonctionnement.
5. En fonctionnement.
6. Courbé à 90°, sur un mandrin de ϕ 10 mm.
7. Masse de 1 kg lachée de 15 mm au-dessus d'un mandrin de ϕ 25 mm placé en travers du câble optique.
8. Charge de 8 mA (5 x 1,6 mA).
9. Voir figure 5.
10. Mesuré à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m, à l'aide d'un détecteur de grande surface.
11. Mesuré à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 à l'aide d'un détecteur de grande surface.
12. Valeur typique à 25°C, V_{CC} = 5 V_{CC}.
13. Il est nécessaire de brancher un condensateur céramique de découplage de 0,01 à 0,1 μF entre les broches 3 et 4 du récepteur, la longueur totale des fils de liaison entre les deux extrémités du condensateur et les pattes ne devant pas dépasser 20 mm.
14. 5 MBd.
15. Inclus dans ϕ_T et ϕ_R.
16. Pour convertir les μW en dBm, le niveau de référence du flux optique est ramené au mW (1000 μW).

$$\text{Flux optique, } \phi \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{\phi\ (\mu W)}{\phi_O}, \quad (\phi_O = 1000\ \mu W)$$

Modalités de commande

Kit HFBR-0500

- Emetteur HFBR-1501 (gris)
- Récepteur HFBR-2500 (bleu)
- Câble de 5 m HFBR-3504, équipé de ses connecteurs
- Connecteur avec sa ferrule de sertissage HFBR-4501 (gris)
- Connecteur avec sa ferrule de sertissage HFBR-4511 (bleu)
- Kit de polissage HFBR-4595
- Documentation technique

Kit de polissage HFBR4595

- Outil de polissage
- Papier abrasif

Modules et connecteurs

HFBR-1500/1501	Module émetteur (gris)
HFBR-2500	Module récepteur (bleu)
HFBR-4501	Connecteur gris avec ferrule de sertissage
HFBR4511	Connecteur bleu avec ferrule de sertissage

Câble optique en plastique équipé de connecteurs

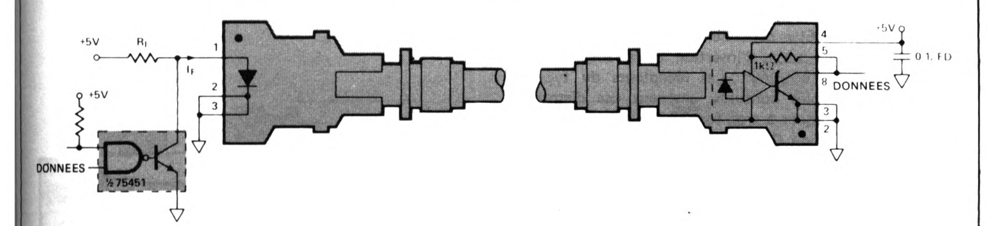
Longueur à la demande
HFBR-3500, option 001 XX,X mètres + 10% – 0%

Câbles disponibles sur stock
HFBR-3501 : 0,1 m
HFBR-3502 : 0,5 m
HFBR-3503 : 1 m
HFBR-3504 : 5 m

Câble optique sans connecteur

HFBR-3589 : 25 m
HFBR-3590 : 100 m
HFBR-3591 : 500 m

Configuration typique d'une liaison



Description électriques

L'émetteur HFBR-1500-1501 est équipé d'une DEL émettant à 665 nm, optimisée pour être utilisée avec un câble à fibre optique en plastique de la série HFBR-3500. L'anode de la DEL est directement accessible sur une broche et sa cathode sur deux broches, ce qui permet de réaliser divers types de circuits de commande.

Les systèmes équipés de fibres optiques courtes ne nécessitent que de faibles courants de commande, leur interface avec les logiques TTL se réalise très facilement à l'aide d'étages tampons tels que le 7407 ou le 7438. Les systèmes équipés de câble de grande longueur peuvent nécessiter des courants de commande plus importants que peut fournir un étage tampon de plus forte puissance de la série 75450.

Le récepteur HFBR-2500 est constitué par un photodétecteur intégré, associé à un amplificateur à courant continu à large bande, avec écran pour le protéger contre les parasites électromagnétiques. Ce circuit est équipé d'un transistor à collecteur ouvert, avec diode Schottky, permettant de l'utiliser comme interface numérique à haute vitesse avec les familles logiques courantes et de le câbler «OU». En cas de besoin, une résistance de 1000 Ω, raccordée intérieurement au + 5 V et pouvant être court-circuitée de l'extérieur, permet d'adapter la tension d'alimentation aux diverses logiques + 5 V.

Mécanique

Les câbles HFBR-3500 sont équipés à leurs extrémités de connecteurs maintenus en place par une ferrule sertie. Ces connecteurs s'insèrent dans les modules émetteur ou récepteur de couleur correspondante, leur encliquetage étant assuré par un bossage. L'extrémité chanfreinée du connecteur assure l'alignement précis de la fibre avec la partie active de l'émetteur ou du récepteur.

Pendant la soudure du module, il est recommandé d'insérer un connecteur pour ne pas détériorer l'optique.

Montage des connecteurs

L'installation des connecteurs est facilitée par les outils de montage disponibles. La réalisation d'un câble équipé nécessite :

1. un câble à fibre optique HFBR-3590,
2. un kit de polissage HFBR-4595 constitué de papier abrasif à grain fin de 600 et d'un outil de polissage,
3. un connecteur gris HFBR-4501 avec sa ferrule à sertir,
4. un connecteur bleu HFBR-4511 avec sa ferrule à sertir,
5. une lame de rasoir,
6. une pince à dénuder jauge 16 (1,32 mm^2),
7. une pince à sertissage AMP, référence 90364-1 ou 69876.

Après avoir coupé la longueur voulue de câble HFBR-3590, enlever la gaine de protection sur environ 7 mm à chaque extrémité à l'aide de la pince à dénuder.

ATTENTION : Le coeur de la fibre optique est recouvert d'une gaine transparente qui, détériorée ou enlevée, laisse passer la lumière par ses parois. Dans un montage correct, cette gaine ne doit être ni rayée ni enlevée. Ceci est facilement vérifiable en dirigeant un faisceau lumineux dans l'axe de la fibre, tout défaut étant signalé par un point de lumière brillant sur la paroi. Aucun point brillant n'est toléré.

Introduire l'extrémité dénudée du câble dans la ferrule et le connecteur. La fibre optique doit dépasser l'embout du connecteur de 3 mm environ. Glisser la ferrule sur le connecteur (sans chevauchement sur le câble) et la sertir à l'aide de la pince. NOTE : Le connecteur gris correspond à l'extrémité émetteur du câble, le connecteur bleu à l'extrémité récepteur.

La partie de fibre en excès doit être coupée à la lame de rasoir en la laissant dépasser d'environ 1,5 mm.

Insérer alors le connecteur à fond dans l'outil de polissage. S'en servir pour imprimer un mouvement en 8 à la fibre sur le papier abrasif jusqu'à ce que le connecteur affleure l'outil de sertissage; le polissage est alors terminé. L'extrémité de la fibre doit être plane sans irrégularités importantes. NOTE : Les quatre points sous l'outil servent d'indicateur d'usure, remplacer l'outil dès que l'un des points a disparu.

L'outil de polissage doit être maintenu propre pour conserver les tolérances.

Mesure du flux optique

Le flux optique à l'extrémité de la fibre se mesure à l'aide d'un radiomètre de grande surface tel que les radiomètres EG et G550, Photodyne 88XL ou United Detector Technology S550, étalonnés à 665 nm.

Le flux optique en sortie de l'émetteur HFBR-1500 est spécifié à l'extrémité récepteur d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m, ce qui facilite la mesure à l'aide de l'un des instruments précités.

Bilan du flux

Le calcul du bilan de flux détermine les performances du système de liaison. Elles dépendent du flux de lumière émise par l'émetteur, des pertes d'insertion, de la sensibilité et de la surcharge du récepteur. Les récepteurs du type du HFBR-2500, couplés continus, amènent des distorsions lorsqu'ils sont attaqués à trop fort niveau et une étude plus poussée du bilan de flux peut réduire la distorsion des impulsions en permettant d'attaquer le récepteur à son niveau optimal.

L'étude du cas le plus défavorable, en employant les valeurs maximales et minimales des spécifications, permet ainsi d'évaluer les performances garanties du système en fonction de la température, des variations de tension et de couplage.

L'équation de base pour le calcul du bilan de flux est la suivante :

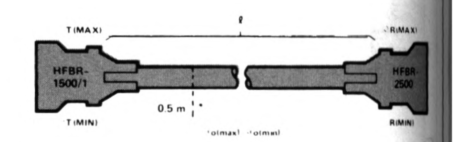
1. ϕ_T (dBm) $- \alpha_0$ (dB/m) $\bullet\ \ell$ (m) $= \phi_R$ (dBm)

où

- ϕ_T flux lumineux en sortie de l'émetteur dépendant du courant de commande I_F (figure 1)
- α_0 atténuation du câble par mètre
- ℓ longueur du câble
- ϕ_R flux lumineux à l'entrée du récepteur

Le bilan le plus défavorable se calcule en remplaçant chaque symbole par sa valeur minimale et maximale, relevées dans les spécifications.

Pour fonctionner dans le plus mauvais cas, le système doit en outre satisfaire aux équations (2) et (3), l'équation (2) évitant de surcharger le récepteur et l'équation (3) confirmant que le flux est suffisant pour attaquer convenablement le récepteur.



2. ϕ_T (max) $- \alpha_0$ (min) $\bullet\ (\ell - 0{,}5)^* \leqslant \phi_R$ (max)

3. ϕ_T (min) $- \alpha_0$ (max) $\bullet\ (\ell - 0{,}5)^* \geqslant \phi_R$ (min)

* ϕ_T intègre une longueur de câble de 0,5 m

La figure 1 indique le flux optique normalisé en sortie de l'émetteur en fonction de diverses valeurs du courant de commande.

La figure 2 fournit les courbes des équations (2) et (3) en fonction de la température pour un récepteur HFBR-2500.

La figure 2 permet de définir le courant de commande pour un câble d'une longueur définie, ou la fourchette dans laquelle doit être maintenue la longueur du câble pour une valeur déterminée du courant.

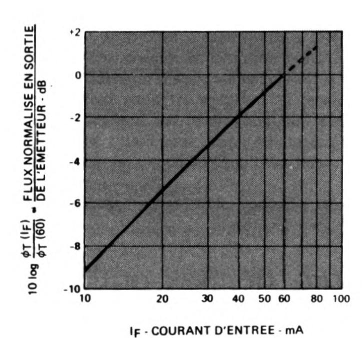


FIGURE 1 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur en fonction du courant d'entrée

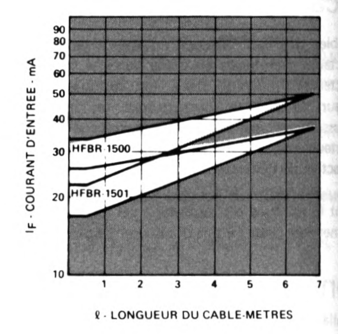
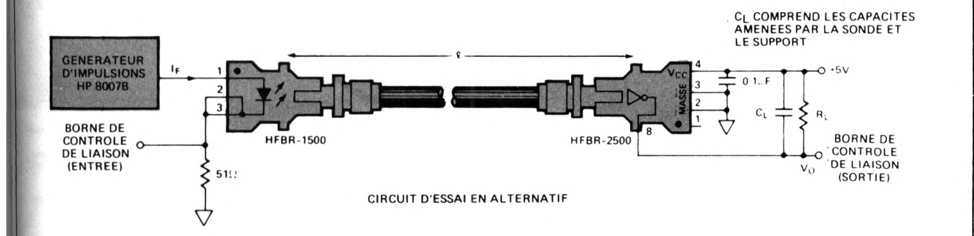
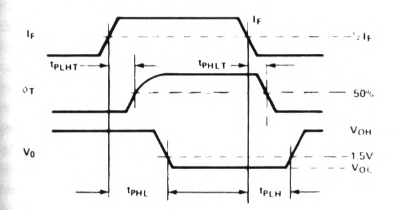


FIGURE 2 — Performances du système avec un récepteur HFBR-2500 et des émetteurs non compensés en température



I_F = 20 mA
LARGEUR D'IMPULSIONS = 200 ns
FREQUENCE DE REPETITION = 1 MHz
$t_r = t_f \leq 10$ ns



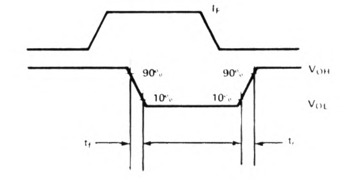


FIGURE 3 — Circuit de mesure de t_{PHL}, de t_{PLH}, de t_f et de t_r

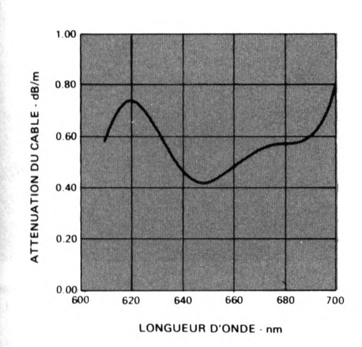


FIGURE 4 — Atténuation du câble en fonction de la longueur d'onde

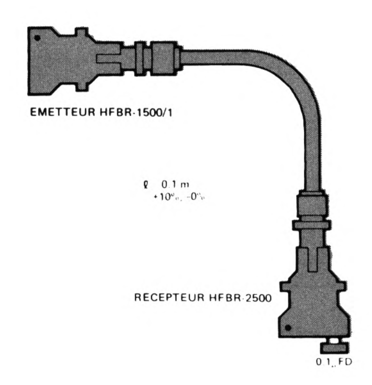


FIGURE 5 — Montage permettant de compenser les tolérances de longueurs avec un câble de 0,1 m

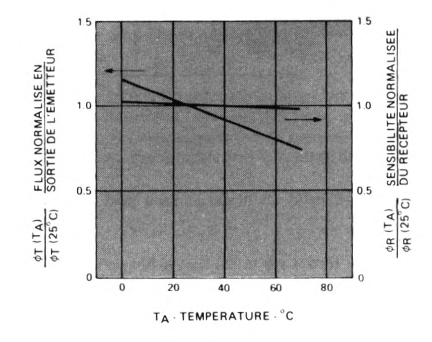


FIGURE 6 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur et sensibilité normalisée du récepteur en fonction de la température

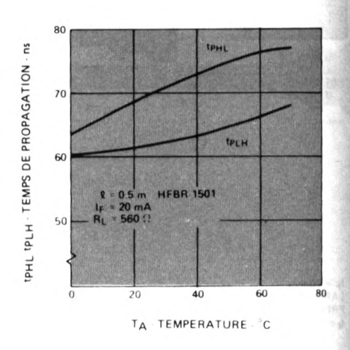


FIGURE 7 — t_{PHL}, t_{PLH} en fonction de la température

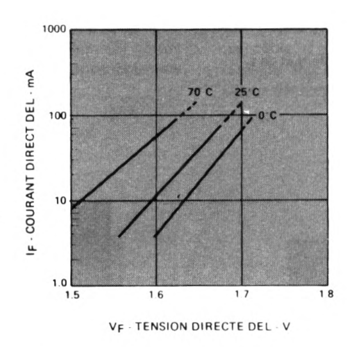


FIGURE 8 — Courant direct de DEL en fonction de la tension directe



SUPPLÉMENT A LA FICHE TECHNIQUE

HFBR-0500

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **POSSIBILITE D'EXTENSION DES LIAISONS JUSQU'A 18 m**

Description

Ce supplément à la fiche technique HFBR-0500 donne les conditions d'accroissement de la longueur des liaisons du système à fibre optique HFBR-0500. Les indications qui suivent sont valables pour que les performances soient garanties jusqu'à 18 m.

Pour dépasser 9 m, il suffit d'adjoindre un condensateur dans le circuit de commande de l'émetteur. Ce condensateur accroît la durée de la transition haut-bas de l'émetteur augmentant ainsi la gamme dynamique du système. Au-dessus de 13 m, l'émetteur doit être commandé en impulsions. Il est ainsi possible d'utiliser des courants crête de 160 mA sous réserve que le courant moyen ne dépasse pas 80 mA et que les impulsions aient une durée inférieure à 1 ms. Pour conserver la largeur d'impulsion dans ce mode, il peut être nécessaire de formetter les données en utilisant un code auto-synchronisé comme le code Manchester. La réduction de la plage de température de fonctionnement augmente la distance de transmission en réduisant les bandes de garde nécessaires au calcul du cas le plus défavorable.



Se reporter à la fiche technique du HFBR-0500 qui donne les spécifications propres à chaque composant et à la note d'applications 1009 pour compléter ces informations.

PERFORMANCES DU SYSTEME (longueur des liaisons en m)

		Longueur max. dans le cas le plus défavorable en m (1)	Longueur maximale typique en m (1)	Conditions					
				I_F PK Nom. (mA)	Gamme de température (°C)	Vitesse de transmission des données Baud Min.	Max.	Figure	Note
Sans condensateur	CC	6,5	22	16 à 37	0 à 70	0	5 M	1, 2	
		9	24	13 à 45	0 à 55				
Avec condensateur RC = 75 ns	CC	12	30	80	0 à 70	0	1 M	3, 4	4
		13	30	80	0 à 55				
	Impulsions	16	33	120	0 à 55	1 K	1 M	3, 4	2, 3, 4
		16	35	160	0 à 70				
		18	35	160	0 à 55				

Notes :

1. La longueur maximale typique correspond à un fonctionnement à 25°C avec V_{CC} = 5 V. La différence entre la longueur maximale typique et la longueur maximale dans le cas le plus défavorable de la liaison est due aux variations des caractéristiques du flux lumineux en sortie de l'émetteur, de la sensibilité du récepteur, de l'atténuation du câble optique et des pertes de couplage ainsi qu'aux tolérances de fonctionnement en fonction de la température.
2. En impulsions, le courant d'entrée de l'émetteur ne doit pas dépasser 80 mA moyens avec une largeur d'impulsion de 1 ms max..
3. On peut atteindre des vitesses de transmissions supérieures en maintenant une largeur d'impulsion maximale de 1 ms.
4. La vitesse de transmission maximale de 1 Mbd est basée sur le cas le plus défavorable représenté par une distorsion de 30% sur la largeur des impulsions qui varient en largeur en fonction de la longueur de la liaison. Le débit peut être augmenté si le système accepte des distorsions de largeur d'impulsion plus importantes ou lorsque le flux d'entrée sur le récepteur peut être réglé. Voir figure 6.
5. Se reporter à la fiche technique HFBR-0500 pour le schéma du circuit de test en alternatif.
6. Consulter la note d'applications 1009.

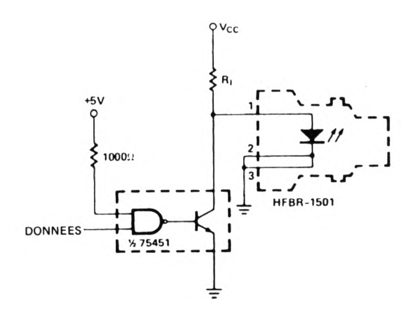


FIGURE 1 — Circuit typique

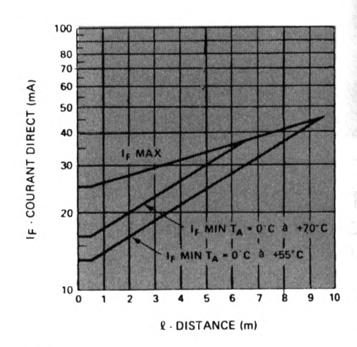


FIGURE 2 — Performances du système dans le cas le plus défavorable avec émetteur HFBR-1501 et récepteur HFBR-2500

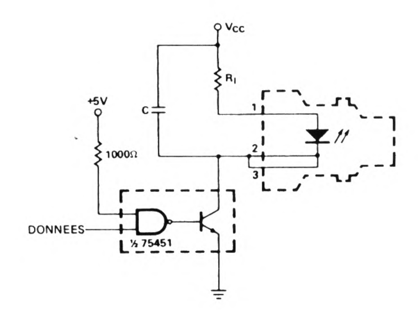


FIGURE 3 — Circuit avec condensateur

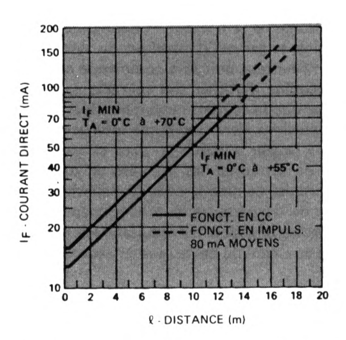


FIGURE 4 — Performances du système dans le cas le plus défavorable avec émetteur HFBR-1501, récepteur HFBR-2500 et condensateur dans circuit de commande de l'émetteur

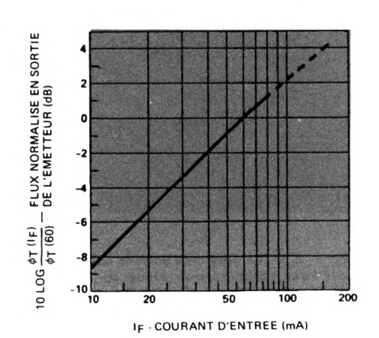


FIGURE 5 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur en fonction du courant d'entrée

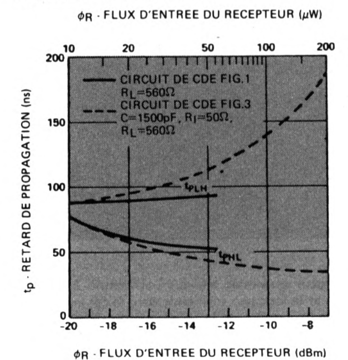
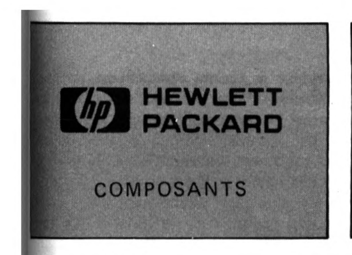


FIGURE 6 — Retard à la propagation du système en fonction du flux d'entrée du récepteur, voir note 5



COMPOSANTS

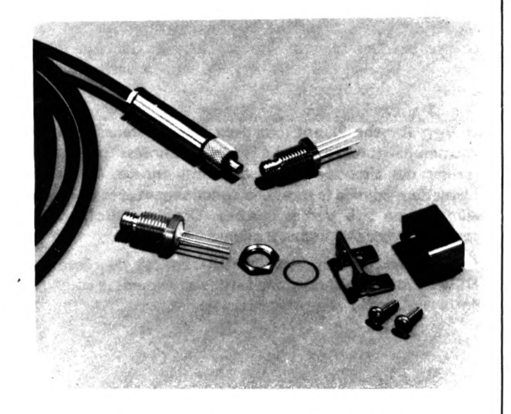
SYSTÈME DE TRANSMISSION MINIATURE PAR FIBRE OPTIQUE

SERIES HFBR-0200

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **DEBIT BINAIRE : DU CC A 5 MBd**
- **LONGUEUR MAXIMALE**
  500 m (spécifications garanties)
  1200 m (typique)
- **SORTIE COMPATIBLE TTL/CMOS**
- **BOITIERS METALLIQUES ROBUSTES**
- **UNE SEULE ALIMENTATION + 5 V**
- **RECEPTEUR BLINDE CONTRE LES INTERFERENCES EM ET RADIO**
- **MONTAGE SUR PANNEAU OU CIRCUIT IMPRIME**
- **EMETTEUR FORT RENDEMENT AU GaAsAl**



Applications

- **SYSTEMES REGULES**
- **SECURITE EN ATMOSPHERE EXPLOSIVE : INDUSTRIES PETROLIERE ET CHIMIQUE**
- **SECURITE DES COMMUNICATIONS**
- **SYSTEMES SENSIBLES AU POIDS : AVIATION, STATIONS MOBILES**
- **TRES FORT ISOLEMENT EN HAUTE TENSION**

Description

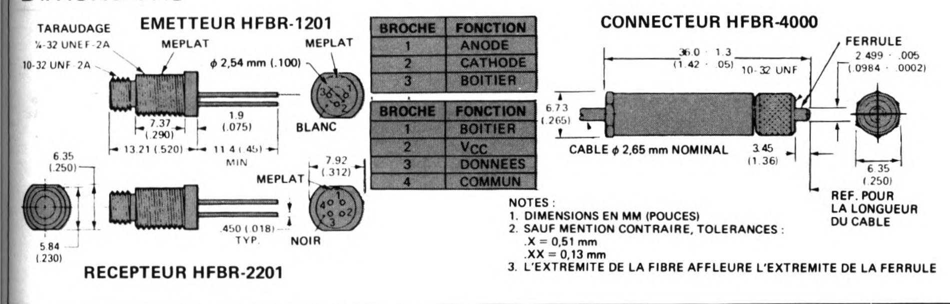
Le système HBRF-0200 est un système de transmission par fibre optique dont le débit binaire va du continu à 5 MBd. Il permet des liaisons de 500 m et plus.

Il est possible de se procurer le kit d'évaluation (HFBR-0200) constitué d'un émetteur, d'un récepteur, d'accessoires de montage, de 10 m de câble et d'une documentation. L'émetteur HFBR-1201 et le récepteur HFBR-2001 sont continus dans un boîtier miniature très robuste se raccordant à un câble de la série HFBR-3000 équipé de connecteur HFBR-4000. Les câbles de la série HFBR-3000 peuvent être commandés avec ou sans connecteurs montés. Le kit d'assemblage HFBR-0100 permet de réaliser le montage des connecteurs sur le site.

L'émetteur HFBR-1201 est constitué par une DEL haut rendement au GaAsAl fonctionnant à 820 nm. Il est facilement identifiable à la couleur blanche de son remplissage d'époxy.

Le récepteur HFBR-2201 est constitué par un photo-détecteur intégré et un amplificateur continu. Un transistor Schottky à collecteur ouvert fournit la sortie compatible logique. L'ensemble se trouve protégé contre les interfaces électromagnétiques et radio à la fois par un blindage interne, le boîtier et la mise à la masse du boîtier du récepteur. Dans des conditions d'interférences magnétiques très sévères, un blindage supplémentaire est fourni par un boîtier métallique qui se fixe sur l'équerre de fixation. Le récepteur s'identifie à la couleur noire de son remplissage d'époxy.

Dimensions



BROCHE	FONCTION
1	ANODE
2	CATHODE
3	BOITIER

BROCHE	FONCTION
1	BOITIER
2	V_{CC}
3	DONNEES
4	COMMUN

NOTES :
1. DIMENSIONS EN MM (POUCES)
2. SAUF MENTION CONTRAIRE, TOLERANCES :
   .X = 0,51 mm
   .XX = 0,13 mm
3. L'EXTREMITE DE LA FIBRE AFFLEURE L'EXTREMITE DE LA FERRULE

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

L'émetteur HFBR-1201 est constitué d'un émetteur à infrarouge au GaAsAl. L'anode et la cathode sont toutes deux isolées du boîtier: Cette disposition permet d'utiliser différents circuits de commande tels que la commutation série, la commutation shunt et multiplexage haute fréquence. Il n'y a pas de commande interne.

Le récepteur HFBR-2201 possède un photodétecteur intégré comprenant le photodétecteur et un amplificateur continu attaquant le transistor Schottky à collecteur ouvert de sortie. Le HFBR-2201 s'interface directement à la plupart des circuits logiques courants. L'absence de résistance de tirage permet d'utiliser la sortie à collecteur ouvert avec des circuits logiques du genre CMOS nécessitant des variations de tension supérieures à V_{CC}. La sortie «données» (broche 3) et V_{CC} (broche 2) ont tous deux pour référence la borne «commun» (broche 4). La sortie «données» permet de réaliser des circuits de bus, d'échantillonnage, OU câblé. L'émetteur comme le récepteur fonctionnent avec une seule alimentation + 5 V. Les broches «Com» et «Boîtier» ne sont pas raccordées intérieurement.

Les boîtiers de l'émetteur HFBR-1201 et du récepteur HFBR-2201 contiennent une lentille améliorant le couplage entre la fibre et le dispositif optique actif.

CARACTERISTIQUES MECANIQUES

L'émetteur HFBR-1201 et le récepteur HFBR-2201 sont logés dans un boîtier métallique très robuste destiné à être utilisé avec un ensemble câble-connecteur HFBR-3000. Le boîtier de faible hauteur se monte directement soit sur carte de circuits imprimés, soit sur panneau, sans radiateur. Un méplat sur le canon de fixation fileté évite la rotation du boîtier et sert d'autre part de référence de brochage. Un kit d'accessoires de fixation est disponible pour le montage sur carte (montage horizontal) : il est constitué par une équerre en acier inoxydable fixée directement sur la carte par vis auto-taraudeuses, par un écrou et une rondelle de blocage du canon de fixation. Un blindage se fixant sur l'équerre donne une protection supplémentaire en cas de perturbations électromagnétiques particulièrement sévères. Monté horizontalement, la hauteur maximale de l'ensemble permet d'utiliser des cartes dont l'écartement minimal est de 12,7 mm. Les caractéristiques de ce système en fonction de l'environnement ont été particulièrement étudiées. Les résultats des tests et toutes les informations concernant le fonctionnement dans les limites des spécifications sont disponibles sur simple demande.

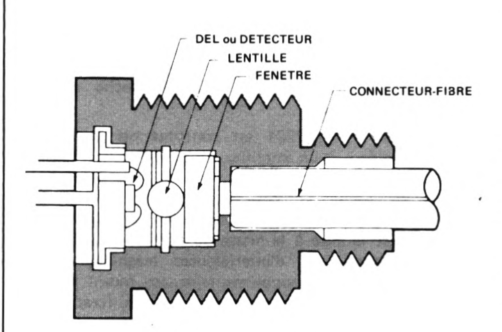


FIGURE 1 — Coupe

CONCEPTION DU SYSTEME

Nous garantissons un débit de données de 0 à 5 MBd avec une disposition typique inférieure à 25%, le format des données étant arbitraire, pour toute liaison comprise entre 0 et 500 m, si l'émetteur est commandé sous courant I_F de 40 mA (R_1 = 82 Ω). Si l'on désire économiser de la puissance ou avoir une distorsion d'impulsions meilleure, on peut utiliser un courant de commande inférieur. L'exemple qui suit montre comment optimiser I_F.

EXEMPLE : Longueur maximale de la liaison 200 m. La figure 3 donne le courant I_F = 20 mA dans le cas le plus défavorable. La fiche technique de l'émetteur indique que V_F = 1,7 V (max.).

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{5 - 1,7}{0,02} = 165\ \Omega$$

La marge de puissance optique entre les courbes correspondant au cas typique et le plus défavorable (figure 3) pour 200 m est de 4 dB. Pour calculer la distorsion d'impulsion dans le cas le plus défavorable à 200 m, se reporter à la figure 9. La puissance à l'entrée du récepteur est égale à P_{RL} − 4 dB = − 20 dBM. La distorsion maximale est alors de 40 ns ou 20% à 5 MBd.

ATTENTION : IL EST DANGEREUX POUR LES YEUX D'OBSERVER L'EXTREMITE LUMINEUSE DE L'EMETTEUR SOUS GROSSISSEMENT. Observé à l'oeil nu le faisceau infrarouge est sans danger. Par contre sous grossissement, la concentration des rayons est dangereuse, il faut prendre les précautions indiquées par la norme ANSI Z136, 1-1976.

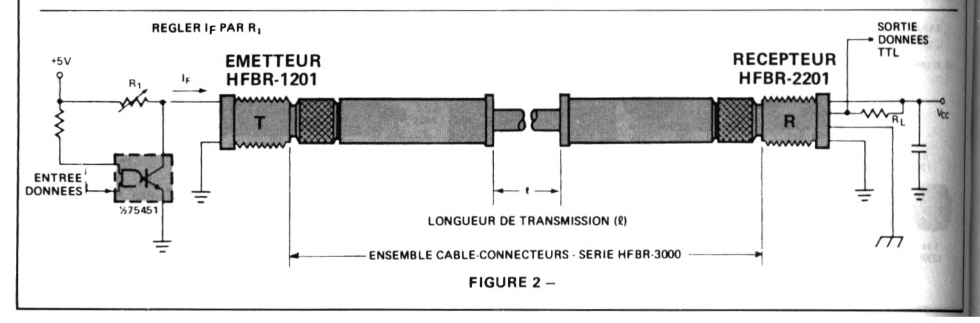


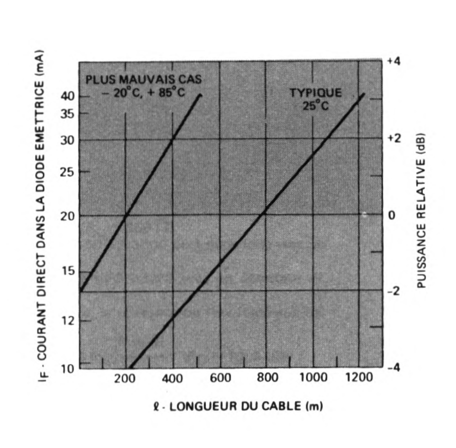
FIGURE 2 —

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Référence
EMETTEUR					
Température ambiante	T_A	– 20	+ 85	°C	
Courant d'entrée direct crête	$I_{F, PK}$		40	mA	Note 7
Courant d'entrée direct moyen	$I_{F, AV}$		40	mA	Note 7
RECEPTEUR					
Température ambiante	T_A	– 20	+ 85	°C	
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,75	5,25	V	
Sortance (TTL)	N		5		Note 3, Fig. 2
CABLE (consulter les fiches techniques HFBR-3000 à -3300)					

Performances (– 20°C à + 85°C sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Référence
Distance de transmission	ℓ	500	1200		m		Fig. 3
Débit binaire : Synchrone		CC		5	MBd		Note 10
Asynchrone		CC		2,5	MBd		Note 10, Fig. 9
Temps de propagation à la croissance	t_{PLH}		82		ns	$T_A = 25°C$ $P_R = -21$ dBm $I_{F, PK} = 15$ mA	Fig. 8, 9, 10
Temps de propagation à la décroissance	t_{PHL}		55		ns		
Distorsion de la largeur d'impulsions	t_D		27		ns	ℓ = 1 m	
Taux d'erreur en bits	TEB			10^{-9}		Débit binaire ⩽ 5 MBd $P_R > -24$ dBm (4 µW)	



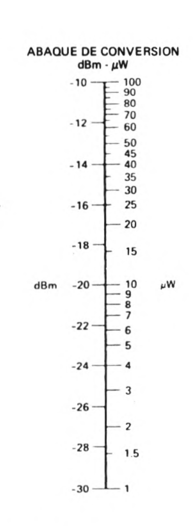


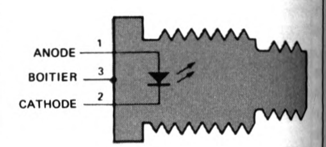
FIGURE 3 – **Performances du système HFBR-1201, -2201 avec câble série HFBR-3000**

EMETTEUR HFBR-1201

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Référence
Température de stockage		T_S	– 55	+ 85	°C	
Température de fonctionnement		T_A	– 20	+ 85	°C	
Soudage	Temp.			+ 260	°C	Note 2
	Durée			10	s	
Courant d'entrée direct	Crête	$I_{F,PK}$		40	mA	Note 7
	Moyen	$I_{F,AV}$		40	mA	
Tension inverse à l'entrée		V_{BR}		2,5	V	

EMETTEUR HFBR-1201



Caractéristiques électriques et optiques (– 20 à + 85°C sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Référence
Tension directe	V_F		1,44	1,7	V	$I_F = 20$ mA	Fig. 6
Coefficient de température de la tension directe	$\Delta V_F/\Delta T$		– 0,91		mV/°C	$I_F = 20$ mA	Fig. 6
Tension d'entrée inverse	V_{BR}	2,5	4		V	$I_R = 100\ \mu A$	
Ouverture numérique	ON		0,35				
Diamètre de l'accès optique	D_T		180		µm		
Longueur d'onde crête à l'émission	λ_P		820		nm		Fig. 7

Caractéristiques dynamiques (– 20 à + 85°C sauf mention contraire)

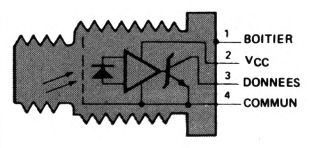
Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Référence
Puissance optique en sortie	P_T	– 20	– 19		dBm	$I_F = 20$ mA, $T_A = 25$°C	Note 4, Fig. 4
		10	12		µW		
		– 21			dBm	$I_F = 20$ mA, $-20°C < T_A < 85°C$	
		8			µW		
Coefficient de température de la puissance optique	$\Delta P_T/\Delta T$		– 0,017		dB/°C		Fig. 5
Temps de propagation à la croissance	t_{PLHT}		17		ns	$I_{F,PK} = 10$ mA	Note 8, Fig. 8
Temps de propagation à la décroissance	t_{PHLT}		6		ns		

RECEPTEUR HFBR-2201

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Référence
Température de stockage		T_S	– 55	+ 85	°C	
Température de fonctionnement		T_A	– 20	+ 85	°C	
Soudage	Temp.			+ 260	°C	Note 2
	Durée			10	s	
Tension d'alimentation		V_{CC}	– 0,5	+ 7	V	
Courant en sortie		I_O		25	mA	
Tension de sortie		V_O	– 0,5	+ 18	V	
Dissipation en sortie (collecteur)		$P_{O, AV}$		40	mW	

RECEPTEUR HFBR-2201



Caractéristiques électriques et optiques

(– 20 à + 85°C sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Référence
Courant de sortie niveau haut	I_{OH}		5	250	µA	$V_O = 18$ V $P_R < -40$ dBm	
Tension de sortie niveau bas	V_{OL}		0,4	0,5	V	$I_O = 18$ V $P_R > -24$ dBm	
Courant d'alimentation niveau haut	I_{CCH}		3,5	6,3	mA	$V_{CC} = 5{,}25$ V $P_R < -40$ dBm	
Courant d'alimentation niveau bas	I_{CCL}		6,2	10	mA	$V_{CC} = 5{,}25$ V $P_R > -24$ dBm	
Diamètre de l'accès optique	D_R		900		µm		
Ouverture numérique	ON		0,5				

Caractéristiques dynamiques **(– 20 à + 85°C sauf mention contraire)**

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Référence
Puissance d'entrée niveau haut	P_{RH}			– 40 0,1	dBm µW	$\lambda_P = 820$ nm	Note 5
Puissance d'entrée niveau bas	P_{RL}		– 25 3,2		dBm µW	$T_A = +25$°C	Note 5, Fig. 5
		– 24 4			dBm µW	$-20 < T_A < 85$°C	
Temps de propagation à la croissance	t_{PLHR}		65		ns	$T_A = 25$°C $P_R = -21$ dBm	Note 8, Fig. 8
Temps de propagation à la décroissance	t_{PHLR}		49		ns		

Notes :

1. Données typiques pour $T_A = 25$°C et $V_{CC} = 5$ V CC
2. A 2 mm du boîtier
3. Sortance 8 mA (5x1,6 mA), $R_L = 560\ \Omega$
4. Mesuré en sortie d'un câble HFBR-3000 de 1 m de long avec un détecteur de grande surface
5. Mesuré en sortie d'un câble HFBR-3000 avec un détecteur de grande surface
6. Dans la conversion µW/dBm, la référence du flux lumineux est le mW.
   Flux optique P (dBm) $= 10 \log \frac{P\ (\mu W)}{P_O}$ $(P_O = 1000\ \mu W)$
7. I_{FPK} ne doit pas être inférieur à 10 mA à l'état «passant», ceci pour éviter un temps d'établissement trop long à faible courant d'entrée. I_{FAV} peut être arbitrairement faible puisqu'il n'y a pas de restriction apportée par le facteur cyclique
8. Le temps de propagation dans le système est le résultat de plusieurs phénomènes successifs. En conséquence, c'est une combinaison des effets de la limitation du débit de données et de ceux de la ligne de transmission. C'est pourquoi la limite du débit de données doit être définie en différence de durée entre les retards imposés sur les fronts montants et descendants.
   En fonction de la longueur du câble, le retard augmente de 5 ns par mètre. Le débit binaire, bien que limité par les distorsions de largeur d'impulsions, n'est pas affecté par la longueur du câble à condition que le flux optique sur le récepteur soit maintenu
9. Les performances du système dans le cas le plus défavorable est fonction des performances dans le cas le plus défavorable de chaque composant pris individuellement : émetteur à + 85°C, récepteur et câble à – 20°C
10. La limite du débit de données est basée sur les hypothèses suivantes : Données synchrones : (a) données NRZ, (b) cadence arbitraire, (c) de modulation PLL (boucle de verrouillage en phase), (d) seuil TTL. Données asynchrones : (a) données NRZ, (b) cadence arbitraire, pas de restriction due au facteur cyclique, (c) seuil TTL Les courbes de la figure 9 donnent la fourchette du temps pendant lequel il n'y a pas d'incertitude sur les états logiques par rapport à un seuil déterminé dû aux effets soit du bruit, soit au délais de propagation

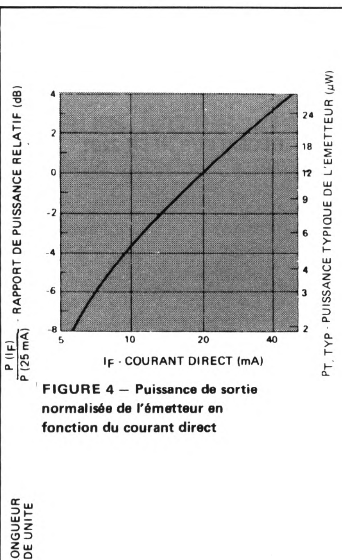


FIGURE 4 — Puissance de sortie normalisée de l'émetteur en fonction du courant direct

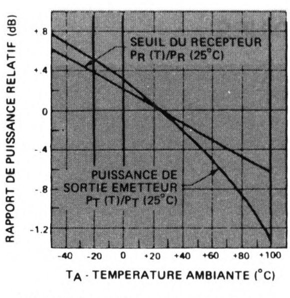


FIGURE 5 — Effets normalisés de la température sur la puissance de sortie de l'émetteur, le seuil du récepteur et les performances de la liaison (seuil relatif)

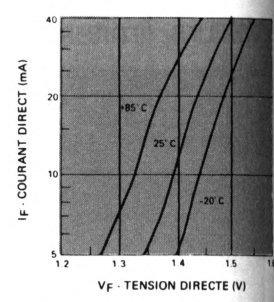


FIGURE 6 — Caractéristiques tension/courant directs de l'émetteur à infrarouge

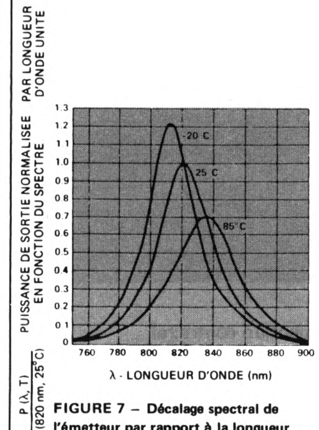


FIGURE 7 — Décalage spectral de l'émetteur par rapport à la longueur d'onde crête à 25°C

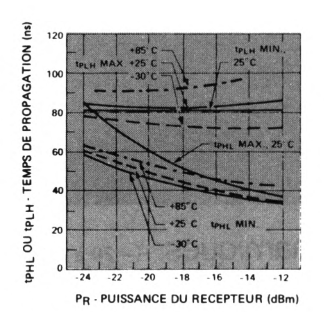


FIGURE 8 — Temps de propagation à travers le système avec câble de 1 m

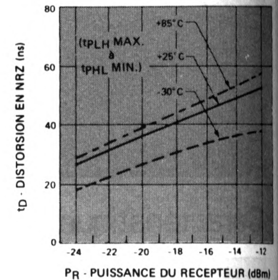


FIGURE 9 — Distorsion de données NRZ pour des données pseudo-aléatoires à 10 Mb/s (voir Fig. 10)

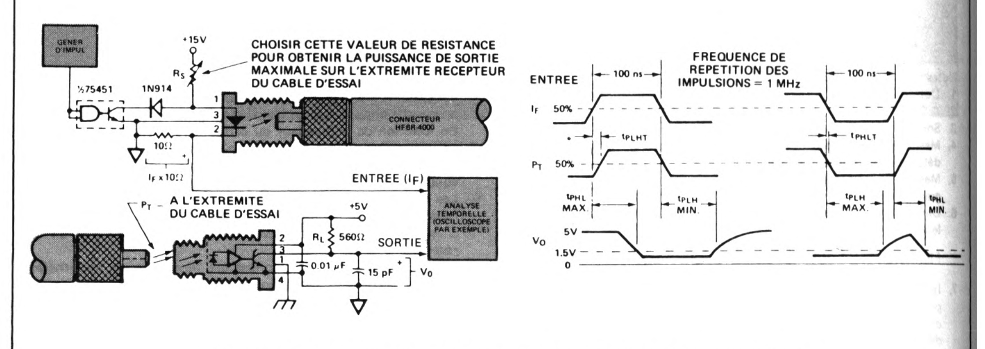
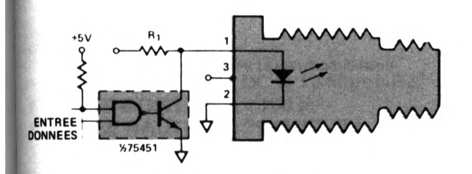


FIGURE 10 — Circuit de mesure des temps de propagation et définition des formes d'onde

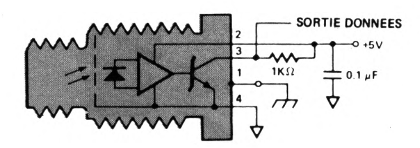
CIRCUITS TYPIQUES

Pour que le système ait de bonnes performances, il est nécessaire que les accès optiques et que la ferrule du connecteur soient parfaitement propres. Un soufflage à l'air comprimé est souvent suffisant au nettoyage; un coton imbibé d'alcool ou de Fréon™ peut convenir.

Il est essentiel qu'un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 µF soit monté entre les broches 2 et 4 du récepteur. La longueur totale entre le condensateur et les broches ne dépasse pas 20 mm.



EMETTEUR HFBR-1201



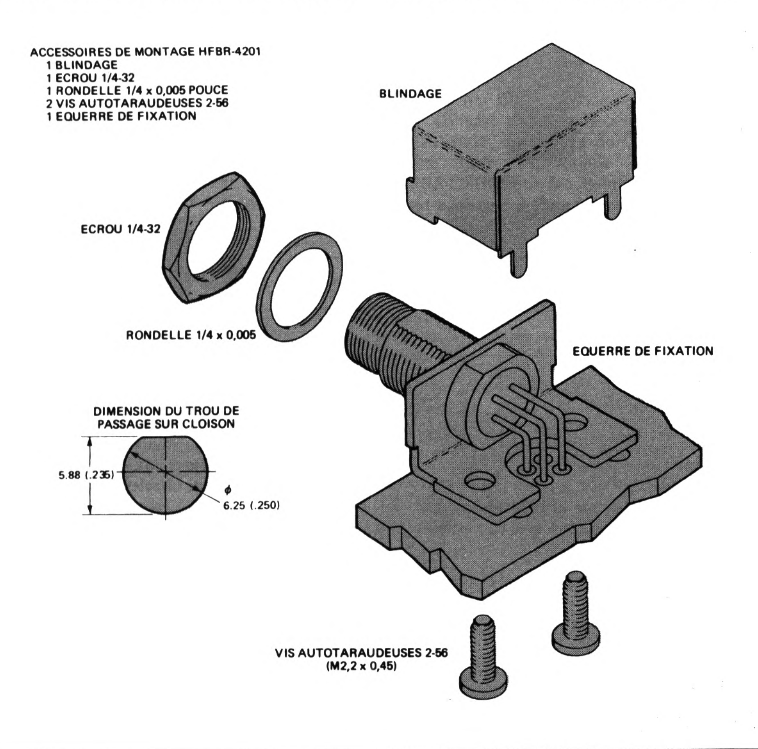
RECEPTEUR HFBR-2201

MONTAGE HORIZONTAL SUR CARTE IMPRIMEE

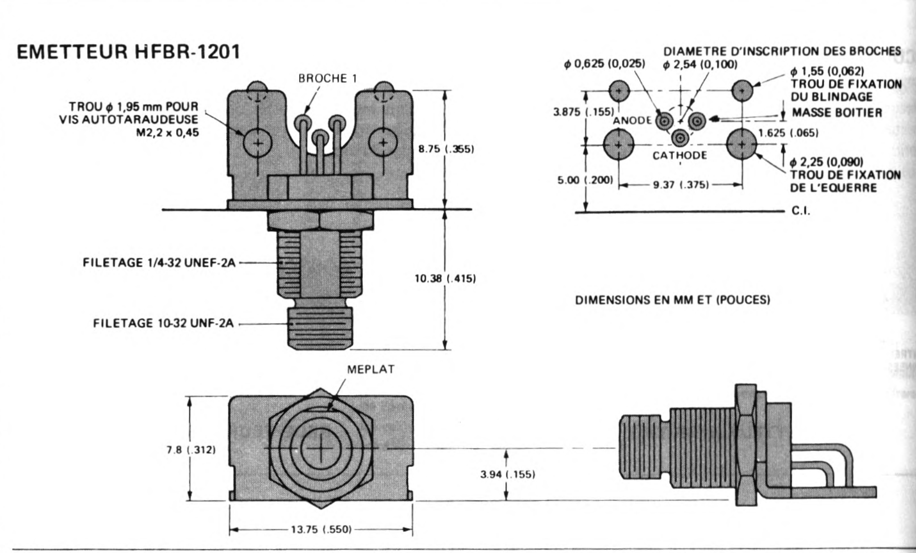
Le montage en bordure de carte avec canon fileté de verrouillage débordant est recommandé.

Eviter de plier les broches à un angle droit trop près de la base du boîtier. Utiliser des pinces à becs fins pour maintenir les sorties à la sortie du boîtier et les courber comme désiré.

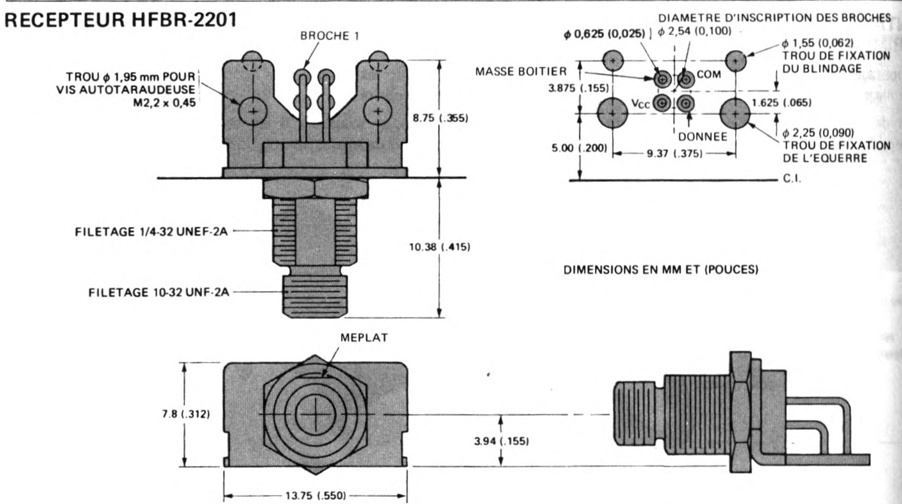
Pendant la soudure, il est recommandé de maintenir le capuchon de protection de l'optique en place.



EMETTEUR HFBR-1201



RECEPTEUR HFBR-2201



LIBELLE DE COMMANDE

KIT HFBR-0200
- HFBR-1201 - Emetteur
- HFBR-2201 - Récepteur
- HFBR-4201 - 2 jeux d'accessoires de montage
- HFBR-3000 - Câble optique de 10 m avec connecteurs montés
- Documentation

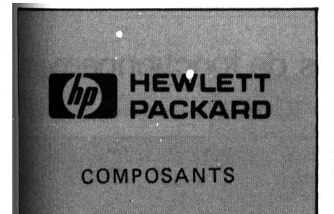
MODULES
HFBR-1201 - Emetteur
HFBR-2201 - Récepteur

CONNECTEUR HFBR-4000
(voir fiche technique)

CABLES OPTIQUES (voir fiches techniques)
- HFBR-3000 - Câble mono-voie avec connecteurs
- HFBR-3200 - Câble mono-voie sans connecteur
- HFBR-3100 - Câble bi-voies avec connecteurs
- HFBR-3300 - Câble bi-voies sans connecteur

ACCESSOIRES DE MONTAGE HFBR-4201
1 blindage
1 écrou 1/4 - 32
1 rondelle 1/4 x 0,005 pouce
2 vis auto-taraudeuses 2 - 56
1 équerre de fixation

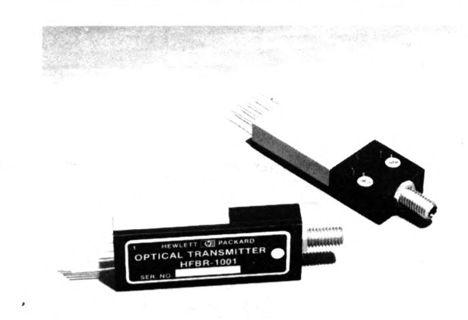
KIT D'ASSEMBLAGE POUR CONNECTEURS HFBR-0100
(voir fiche technique)



MODULE ÉMETTEUR POUR FIBRE OPTIQUE 100 m

HFBR-1001

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- **GRANDE VITESSE : DC A 10 Mb/s NRZ***
- **GRANDE DISTANCE : 100 m***
- **FAIBLE HAUTEUR : PERMET UN ECARTEMENT ENTRE CARTES DE 12,7 mm**
- **PAS DE RADIATEUR**
- **FORMAT DE DONNEES QUELCONQUE***
- **NIVEAUX D'ENTREE TTL**
- **CONNECTEUR AVEC FENETRE OPTIQUE**
- **ALIMENTATION 5 V UNIQUE**

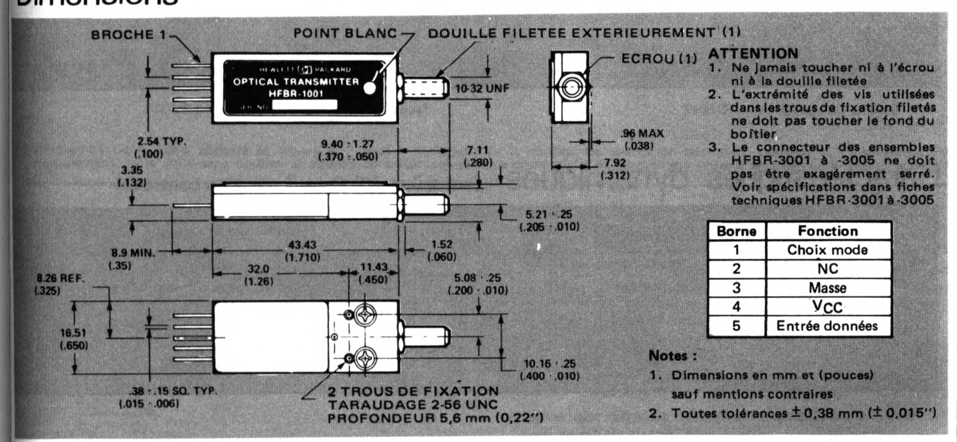
*** Avec récepteur HFBR-2001 et ensemble câble optique/connecteur HFBR-3000 à -3100**

Description

L'émetteur pour fibre optique HFBR-1001 est un système de transmission intégré transformant des signaux électriques en signaux optiques. Un circuit intégré bipolaire et une DEL au GaAsP convertissent les signaux d'entrée à niveau TTL en impulsions optiques du DC à 10 Mb/s NRZ. Un connecteur optique solidaire du module facilite l'interface source/fibre (pas de problème d'alignement). Le boîtier de faible épaisseur est prévu pour être fixé directement sur une carte de circuits imprimés sans radiateur.

Le HFBR-1001 doit être utilisé avec un ensemble câble optique/connecteur HFBR-3000 à -3100, et un récepteur optique HFBR-2001. Sa puissance est suffisante pour permettre des liaisons optiques de 100 m. Le HFBR-1001 fonctionne selon deux modes sélectionnés extérieurement. Le mode «code interne» fournit un signal optique à trois niveaux décodé par le récepteur HFBR-2001. Ceci permet d'être indépendant du format des données, sur toute la gamme du DC à 10 Mb/s NRZ, tout en assurant une bande dynamique large et une grande sensibilité à la réception. Le mode «code extérieur» fournit un signal optique à deux niveaux qui est la réplique numérique de la forme d'onde des données. En «code extérieur» avec un récepteur HFBR-2001, l'utilisateur doit fournir le format de donnée voulu (voir explications dans la fiche technique HFBR-2001) pour fonctionner correctement. Dans l'un et l'autre mode, les signaux optiques émis sont insensibles aux radiations (ANSI Z136.1-1976).

Dimensions



ATTENTION
1. Ne jamais toucher ni à l'écrou ni à la douille filetée
2. L'extrémité des vis utilisées dans les trous de fixation filetés ne doit pas toucher le fond du boîtier.
3. Le connecteur des ensembles HFBR-3001 à -3005 ne doit pas être exagérément serré. Voir spécifications dans fiches techniques HFBR-3001 à -3005

Borne	Fonction
1	Choix mode
2	NC
3	Masse
4	V_{CC}
5	Entrée données

Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces) sauf mentions contraires
2. Toutes tolérances ± 0,38 mm (± 0,015")

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Température de stockage		T_S	−55	+85	°C	
Température de fonctionnement		T_A	0	70	°C	
Soudage	Température			260	°C	3
	Durée			10	s	
Tension d'alimentation		V_{CC}	−0,5	6	V	
Choix mode ou tension entrée des données		V_I	−0,5	5,5	V	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Température ambiante	T_A	0	70	°C	
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,75	5,25	V	4
Tension d'entrée niveau haut choix mode ou entrée données	V_{IH}	2,0	V_{CC}	V	
Tension d'entrée niveau bas choix mode ou entrée données	V_{IL}	0	0,8	V	
Durée des impulsions tension d'entrée des données	t_H, t_L	100		ns	

Caractéristiques électriques et optiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètre		Symb.	Min.	Typ. (6)	Max.	Unité	Condition de mesure		Fig.	Note
Courant d'entrée niveau haut	Choix mode	I_{IH}			100	µA	V_{CC} = 5,25 V, V_I = 2,4 V		2	
	Entrée données				20					
Courant d'entrée niveau bas	Choix mode	I_{IL}			−1,6	mA	V_{CC} = 5,25 V, V_I = 0,4 V			
	Entrée données				−0,6					
Courant d'alimentation	Mode de codage extérieur	I_{CC}			170	mA	Choix du mode niveau haut	Entrée données niveau haut V_{CC} = 5,25 V	1 2	5
			40					Entrée données niveau bas V_{CC} = 4,75 V		
	Mode de codage interne		68	95	125		Choix du mode niveau bas	Entrée données niv. haut ou bas V_{CC} = 5,25 V		
Flux lumineux	Niveau haut	ϕ_H		67		µW	Choix du mode niveau haut	Entrée données niveau haut	1 2 3	
	Niveau bas	ϕ_L		3				Entrée données niveau bas		
	Niveau moyen	ϕ_M		35			Choix mode bas	Entrée données signaux carrés à 500 kHz		
	Excursion $\frac{\text{(crête à crête)}}{2}$	$\Delta\phi$	22	32			Choix du mode niveau haut			9
Symétrie d'amplitude, taux d'excursion du flux		k	0,8		1,2		Choix du mode niveau bas		1	7
Ouverture numérique en sortie		N.A.		0,5					3	
Diamètre de la fenêtre optique (coeur de la fibre)		D_C		200		µm				
Pertes par mauvais couplage	Non superposition des surfaces	α_A		6,0		dB	avec ensemble câble/connecteur HFBR-3000			
	Non adaptation des ouvertures numériques	$\alpha_{N.A.}$		4,0						
Longueur d'onde crête à l'émission		λ_P		700		nm			4	

Caractéristiques dynamiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètres		Symb.	Min.	Typ. (6)	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation	A la décroissance du signal entrée	t_{PHL}		31	45	ns	V_{CC} = 4,75 V	1	8
	A la croissance du signal entrée	t_{PLH}		35	40	ns			
Impulsion de rafraîchissement en mode de codage interne	Durée	t_P		60		ns	V_{CC} = 5,00 V	1	8
	Taux de répétition	f_R		400		kHz			

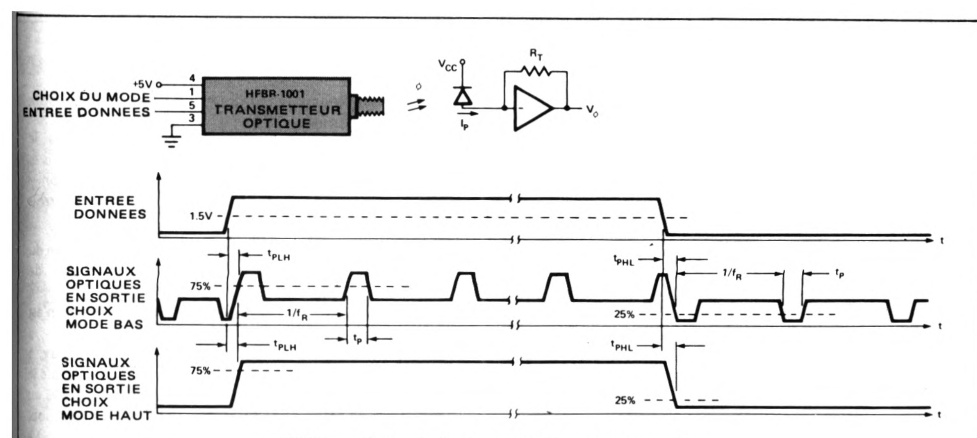


FIGURE 1 – Codage du flux lumineux et diagramme des temps

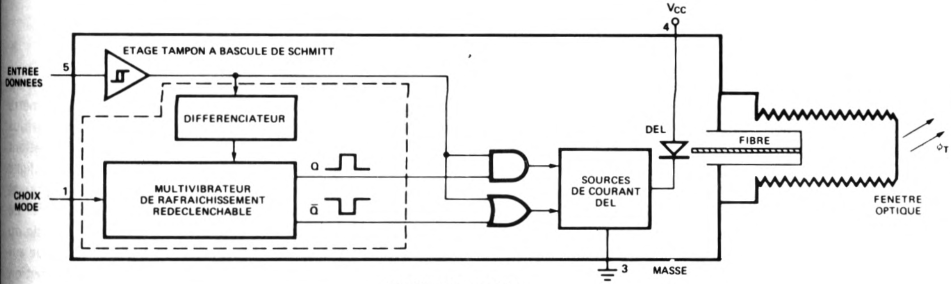


FIGURE 2 – Schéma

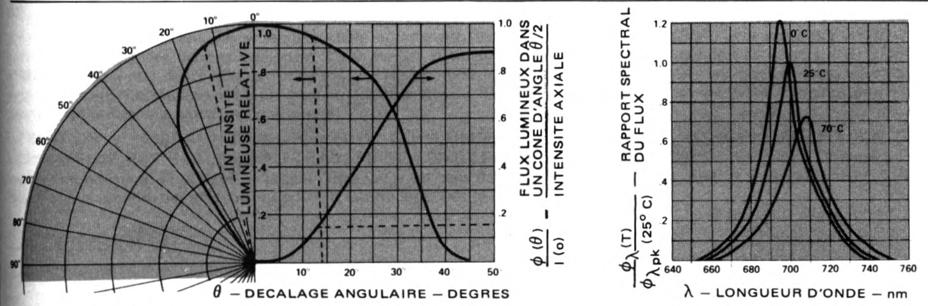


FIGURE 3 – Diagramme de rayonnement*

FIGURE 4 – Spectre de lumière

* L'extrémité de la fibre optique se trouve à 7 mm à l'intérieur de la douille. La courbe en trait plein correspond au diagramme de rayonnement de la fibre sans douille, la courbe en traits interrompus correspond au diagramme obtenu en ce plaçant devant la douille

Notes :

3. Mesuré à 2 mm du boîtier
4. Le découplage de l'alimentation avec une self de 2,2 μH et un condensateur de 60 μH est recommandé
5. Courant moyen au repos à l'entrée des données
6. Valeurs typiques $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°$ C
7. Le taux d'excursion du flux, k, est le rapport entre l'excursion du flux au-dessus du niveau moyen et l'excursion du flux au-dessous du niveau moyen

$$k = \frac{\phi_H - \phi_M}{\phi_M - \phi_L}$$

8. L'impulsion de rafraîchissement est interrompue si le changement d'état à l'entrée des données a lieu pendant sa durée. Le temps de propagation MAX n'est valable que pour un changement d'état au moment de l'excursion maximale de l'impulsion de rafraîchissement
9. Excursion du flux :
$\Delta\phi = 0{,}5\ (\phi_H - \phi_L)$,
ou $\Delta\phi = 0{,}5\ (\phi_M - \phi_L) \times (1 + k)$
Noter que dans les conditions spécifiées pour $\Delta\phi$, le flux moyen est donné par $(\Delta\phi + \phi L)$

Fonctionnement

L'émetteur HFBR-1001 a deux modes de fonctionnement, le mode «code interne» et le mode «code externe». Ils sont choisis en appliquant un niveau bas à l'entrée «choix mode» pour le code interne et un niveau haut pour le codage externe.

Lorsqu'un niveau bas est appliqué sur l'entrée choix mode, le générateur de signaux optiques du HFBR-1001 produit un flux lumineux de niveau médian qui peut varier positivement ou négativement par rapport à ce niveau, en fonction de l'état haut ou bas du signal à l'entrée «données» : dans ce mode de codage interne, un train d'impulsions positives est déclenché par la transition positive du signal à l'entrée «données» et un train d'impulsions négatives par une transition négative à l'entrée «données». Ces trains sont constitués d'impulsions de 60 ns environ dont le taux de répétition est de 300 kHz. Chaque déclenchement d'un train d'impulsions démarre avec une impulsion complète mais dès qu'une transition apparaît sur l'entrée «données» le train d'impulsions s'arrête, même sur une demi-impulsion, pour laisser la place à un train d'impulsions de polarité opposée. Avec ce système de codage et un faible facteur de forme, le flux moyen est toujours situé vers le niveau médian, quelque soit la vitesse des données ou la durée dans l'un des deux états. Ce système permet de faire fonctionner le récepteur HFBR-2001 dans de meilleures conditions : le flux de niveau médian déclenche le rétablisseur de courant continu et les impulsions de rafraîchissement de l'une ou l'autre polarité ramènent la commande de niveau identique du récepteur au niveau correct, permettant un temps de propagation réduit des changements d'état à l'entrée «données». Le temps de propagation étant toujours identique le mode «codage interne» permet la transmission d'informations analogiques par exemple en modulation par impulsions de largeur variable. Un autre avantage du mode «codage interne à trois niveaux» est de maintenir le courant d'alimentation à un niveau à peu près constant dans l'un ou l'autre des états logiques réduisant ainsi les transitoires sur la ligne d'alimentation.

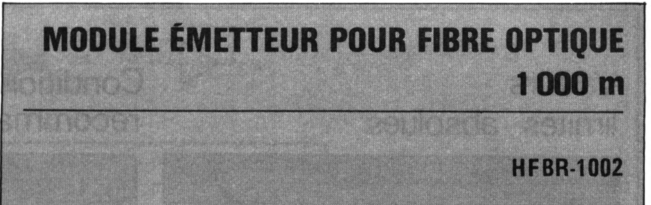
En appliquant un niveau haut à l'entrée «choix mode», le signal optique est à son niveau max. (environ deux fois le niveau médian), et au niveau pratiquement 0 lorsqu'on y applique un niveau bas. Ce mode permet les trois applications suivantes :

1. Le passage de la position de repos au flux maximum du photo-émetteur (par exemple dans un système de diagnostic).
2. Position attente (par exemple lorsque le système n'est pas utilisé).
3. La transmission de signaux optiques à deux niveaux, à partir de codes produits extérieurement (par exemple le code Manchester) avec des récepteurs non adaptés au code trois niveaux. Avec un niveau haut à l'entrée «choix mode» la sortie est indifféremment ϕ_H ou ϕ_L. Le fonctionnement en analogique direct n'est pas possible en raison de l'hystérésis dans la réponse du signal optique au signal à l'entrée «données».

CONSIDERATIONS MECANIQUES ET THERMIQUES

La consommation typique de l'émetteur est inférieure à 500 mW et un radiateur n'est pas nécessaire. La fenêtre optique est constituée par un conduit en fibre optique centré dans une ferrule métallique. Cette ferrule maintient un manchon cylindrique élastique à double paroi qui aligne les ferrules de l'émetteur et du connecteur équipant l'ensemble câble/connecteur HFBR-3001 à -3005. Le processus consiste tout d'abord à introduire la ferrule du connecteur dans le manchon, ensuite à visser la bague sur la douille filetée. La douille n'a aucune fonction d'alignement, son unique but est de maintenir les deux ferrules en vis-à-vis lorsque la bague est vissée comme indiqué sur la fiche technique des HFBR-3001 à -3005.





MODULE ÉMETTEUR POUR FIBRE OPTIQUE 1 000 m

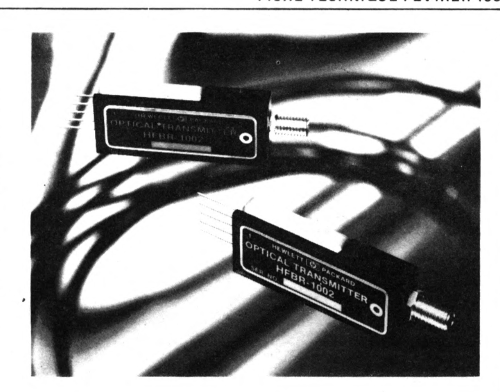
HFBR-1002

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- LIAISONS OPTIQUES JUSQU'A 1000 m★
- BROCHAGE IDENTIQUE A CELUI DE L'EMETTEUR HFBR-1001
- GRANDE VITESSE : DU CONTINU A 10 MBd★
- CODAGE DES DONNEES NON NECESSAIRE
- CONTROLE PERMANENT DE LA LIAISON★
- NIVEAUX D'ENTREE TTL
- CONNECTEUR OPTIQUE SOLIDAIRE DU BOITIER
- FAIBLE ENCOMBREMENT : MONTAGE SUR CARTE DE C.I.
- ALIMENTATION 5 V UNIQUE

★ Utilisé avec récepteur HFBR-2001 et câble optique de la série HFBR-3000/-3100 (longueur quelconque)



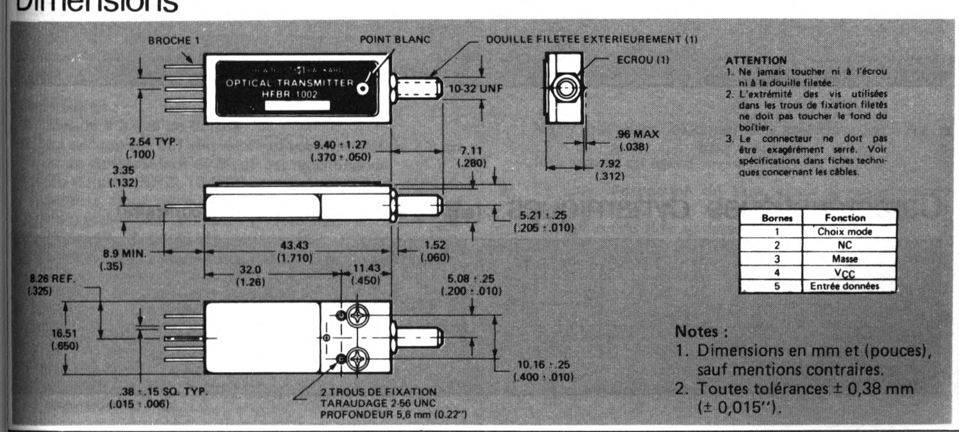
Description

L'émetteur optique HFBR-1002 est un système intégré, transformant des signaux électriques en signaux optiques, pour les transmettre par câble optique mono-fibre. Un circuit intégré bipolaire et une DEL GaAlAs haut rendement convertissent les signaux d'entrée à niveau TTL en impulsions optiques pouvant atteindre 10 MBd (voir note 5). Le connecteur optique solidaire du boîtier permet un raccordement aisé, sans problème d'alignement de la fibre. Le boîtier de faible encombrement, conçu pour être monté directement sur carte de circuits imprimés sans radiateur, permet un écartement minimal entre cartes de 12,7 mm.

Le HFBR-1002 utilisé avec les ensembles câble optique-connecteurs de la série HFBR-3000 et le récepteur HFBR-2001 permet de réaliser des liaisons atteignant 1000 m. Cet émetteur se substitue sans modification à l'émetteur HFBR-1001 (100 m) lorsque l'on désire allonger la liaison. Le HFBR-1002 fournit des signaux optiques selon deux modes sélectionnés extérieurement. La réponse vraie en continu (donnée niveau haut ou niveau bas dans un intervalle de temps arbitraire) s'obtient en utilisant le mode «code interne».

ATTENTION : L'OBSERVATION DIRECTE DU FAISCEAU LUMINEUX EST DANGEREUSE POUR L'OEIL LORSQU'ELLE EST REALISEE AU TRAVERS DE LENTILLES GROSSISANTES (lunettes ou loupe). Observé à l'oeil nu, le rayonnement situé dans le proche infra-rouge est sans danger. Par contre, s'il est observé sous grossissement, il est nécessaire de prendre des précautions pour en limiter les effets (ANSI Z136.1-1976).

Dimensions



ATTENTION
1. Ne jamais toucher ni à l'écrou ni à la douille filetée.
2. L'extrémité des vis utilisées dans les trous de fixation filetés ne doit pas toucher le fond du boîtier.
3. Le connecteur ne doit pas être exagérément serré. Voir spécifications dans fiches techniques concernant les câbles.

Bornes	Fonction
1	Choix mode
2	NC
3	Masse
4	V_{CC}
5	Entrée données

Notes :
1. Dimensions en mm et (pouces), sauf mentions contraires.
2. Toutes tolérances ± 0,38 mm (± 0,015").

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Température de stockage		T_S	− 55	+ 85	°C	
Température de fonctionnement		T_A	0	70	°C	
Soudage	Température			260	°C	3
	Durée			10	s	
Tension d'alimentation		V_{CC}	− 0,5	6	V	
Choix mode ou tension entrée des données		V_I	− 0,5	5,5	V	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Température ambiante	T_A	0	70	°C	
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,75	5,25	V	4
Tension d'entrée niveau haut choix mode ou entrée données	V_{IH}	2,0	V_{CC}	V	
Tension d'entrée niveau bas choix mode ou entrée données	V_{IL}	0	0,8	V	
Durée des impulsions tension d'entrée des données	t_H, t_L	100		ns	5
Longueur de la liaison	ℓ		1000	m	6

Caractéristiques électriques et optiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètre		Symb.	Min.	Typ. (6)	Max.	Unité	Condition de mesure		Fig.	Note
Courant d'entrée niveau haut	Choix mode	I_{IH}			100	µA	V_{CC} = 5,25 V, V_I = 2,4 V		2	
	Entrée données				20					
Courant d'entrée niveau bas	Choix mode	I_{IL}			− 1,6	mA	V_{CC} = 5,25 V, V_I = 0,4 V			
	Entrée données				− 0,6					
Courant d' alimentation	Mode de codage extérieur	I_{CC}			170	mA	Choix du mode niveau haut	Entrée données niveau haut V_{CC} = 5,25 V	1 2	10
			40					Entrée données niveau bas V_{CC} = 4,75 V		
	Mode de codage interne		68	95	125		Choix du mode niveau bas	Entrée données niv. haut ou bas V_{CC} = 5,25 V		
Flux lumineux	Niveau haut	ϕ_H		165		µW	Choix du mode niveau haut	Entrée données niveau haut	1, 2, 3, 5	8
	Niveau bas	ϕ_L		5				Entrée données niveau bas		
	Niveau moyen	ϕ_M		85			Choix mode bas	Entrée données signaux carrés à 500 kHz		
	Sortie (crête à crête) émetteur 2	ϕ_T	− 13	− 11		dBm	Choix du mode niveau haut			
			50	80		µW				
Symétrie d'amplitude, taux d'excursion du flux		k	0,8		1,2		Choix du mode niveau bas		1	9
Ouverture numérique en sortie		N.A.		0,3					3	
Diamètre de la fenêtre optique (coeur de la fibre)		D_C		100		µm				
Pertes de couplage	Fenêtre optique émetteur à ensemble câble optique	α_{T-C}		3,0		dB	avec ensemble câble/connecteur HP			
Longueur d'onde crête à l'émission		λ_{PK}		820		nm			4	

Caractéristiques dynamiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètre		Symb.	Min.	Typ. (6)	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation	A la décroissance du signal entrée	t_{PHL}		34		ns	V_{CC} = 4,75 V, signal carré à 500 kHz appliqué à l'entrée données	1	11
	A la croissance du signal entrée	t_{PLH}		32		ns			
Impulsion de rafraîchissement en mode de codage interne	Durée	t_p		40		ns	V_{CC} = 5,00 V, choix mode bas	1	11
	Taux de répétition	f_R		400		kHz			

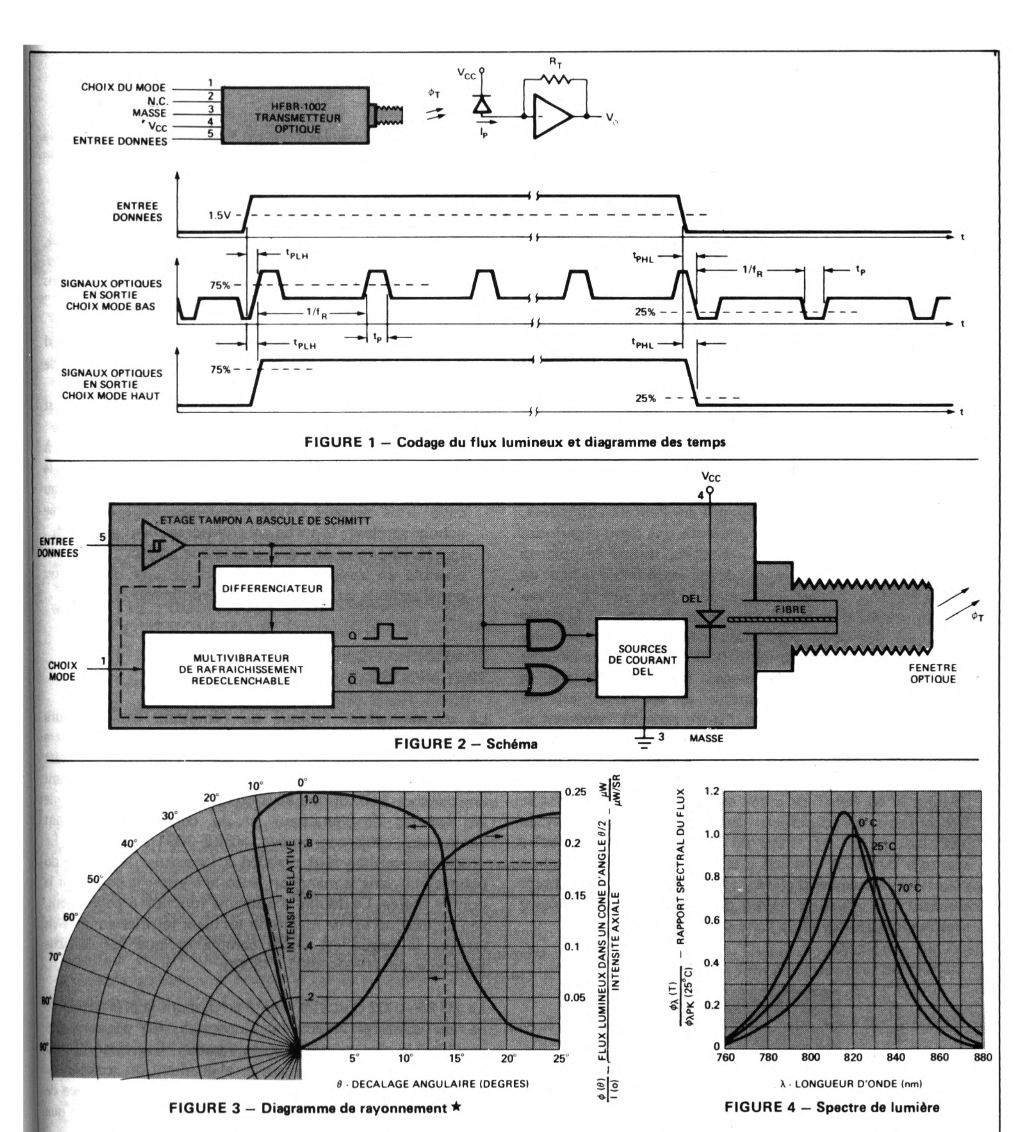


FIGURE 1 — Codage du flux lumineux et diagramme des temps

FIGURE 2 — Schéma

FIGURE 3 — Diagramme de rayonnement ★

FIGURE 4 — Spectre de lumière

★ L'extrémité de la fibre optique se trouve à 7 mm à l'intérieur de la douille. La courbe en trait plein correspond au diagramme de rayonnement de la fibre sans douille, la courbe en traits interrompus correspond au diagramme obtenu en se plaçant devant la douille.

Notes (suite) :

3. Mesuré à 2 mm du boîtier.
4. Le découplage de l'alimentation avec une self de 2,2 μH et un condensateur de 60 μF est recommandé.
5. En données NRZ, 10 MBd correspondent à un débit de Mbits/s. Pour les autres codes, la vitesse des données correspond au nombre d'intervalles de code par intervalle de bits. Un code auto synchronisé (code Manchester, par exemple) comporte habituellement deux intervalles de code par intervalle de bit, soit 5 Mbits/s à 10 MBd.
6. Avec ensemble câble-connecteurs série HFBR-3000 et récepteur HFBR-2001.
7. Valeurs typiques, $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°$C.
8. En sortie de l'émetteur, ϕ_T est égal à $\Delta\phi = \frac{(\phi_H - \phi_L)}{2}$, excursion du flux.

   Noter que dans les conditions spécifiées pour $\Delta\phi$, le flux moyen est égal à $\frac{(\phi_H + \phi_L)}{2}$
9. Le taux d'excursion du flux, k, est le rapport entre l'excursion du flux au-dessus du niveau moyen et l'excursion du flux au-dessous du niveau moyen.

$$k = \frac{\phi_H - \phi_M}{\phi_M - \phi_L}$$

10. Courants moyens sur l'entrée donnée au repos.
11. L'impulsion de rafraîchissement est interrompue si le changement d'état à l'entrée des données a lieu pendant sa durée. Le temps de propagation MAX. n'est valable que pour un changement d'état au moment de l'excursion maximale de l'impulsion de rafraîchissement.

Fonctionnement

L'émetteur HFBR-1002 a deux modes de fonctionnement, le mode «code interne» et le mode «code externe». Ils sont choisis en appliquant un niveau bas à l'entrée «choix mode» pour le code interne et un niveau haut pour le codage externe.

Lorsqu'un niveau bas est appliqué sur l'entrée choix mode, le générateur de signaux optiques du HFBR-1002 produit un flux lumineux de niveau médian qui peut varier positivement ou négativement par rapport à ce niveau, en fonction de l'état haut ou bas du signal à l'entrée «données» : dans ce mode de codage interne, un train d'impulsions positives est déclenché par la transition positive du signal à l'entrée «données» et un train d'impulsions négatives par une transition négative à l'entrée «données». Ces trains sont constitués d'impulsions de 40 ns environ dont le taux de répétition est de 400 kHz. Chaque déclenchement d'un train d'impulsions démarre avec une impulsion complète mais dès qu'une transition apparaît sur l'entrée «données», le train d'impulsions s'arrête, même sur une demi-impulsion, pour laisser la place à un train d'impulsions de polarité opposée. Avec ce système de codage et un faible facteur de forme, le flux moyen est toujours situé vers le niveau médian, quelle que soit la vitesse des données ou la durée dans l'un des deux états. Ce système permet de faire fonctionner le récepteur HFBR-2001 dans de meilleures conditions : le flux de niveau médian déclenche le rétablisseur de courant continu et les impulsions de rafraîchissement de l'une ou l'autre polarité ramènent la commande de niveau du récepteur au niveau correct, permettant l'indépendance totale vis à vis du format des données (le codage des données n'est pas nécessaire) du continu à 10 MBd. Le mode «codage interne» permet la transmission d'informations analogiques par exemple en modulation par impulsions de largeur variable. Un autre avantage du mode «codage interne à trois niveaux» est de maintenir le courant d'alimentation à un niveau à peu près constant dans l'un ou l'autre des états logiques réduisant ainsi les transitoires sur la ligne d'alimentation.

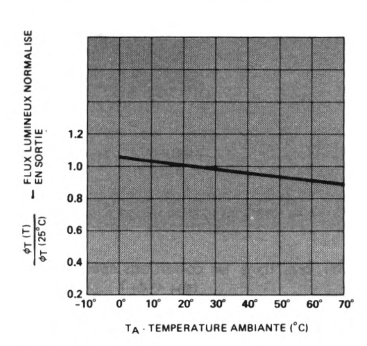


FIGURE 5 — Flux lumineux normalisé en sortie en fonction de la température

En appliquant un niveau haut à l'entrée «choix mode», le signal optique est à son niveau max. (environ deux fois le niveau médian), et au niveau pratiquement 0 lorsqu'on y applique un niveau bas. Ce mode de fonctionnement avec un récepteur HFBR-2001 autorise l'emploi du format des données le plus approprié (code Manchester ou Biphase, décrits dans la fiche technique HFBR-2001) au fonctionnement correct du récepteur. Il permet les trois applications suivantes :

1. Le passage de la position de repos au flux maximal du photo-émetteur (par exemple, dans un système de diagnostic).
2. Position attente (par exemple, lorsque le système n'est pas utilisé).
3. La transmission de signaux optiques à deux niveaux, à partir de codes produits extérieurement (par exemple, le code Manchester) avec des récepteurs non adaptés au code trois niveaux. Avec un niveau haut à l'entrée «choix modes», la sortie est indifféremment ϕ_H ou ϕ_L. Le fonctionnement en analogique direct n'est pas possible en raison de l'hystérésis dans la réponse du signal optique au signal à l'entrée «données».

CONSIDERATIONS MECANIQUES ET THERMIQUES

La consommation typique de l'émetteur est inférieure à 500 mW et un radiateur n'est pas nécessaire. La fenêtre optique est constituée par un conduit en fibre optique centré dans une ferrule métallique. Cette ferrule maintient un manchon cylindrique élastique à double paroi qui aligne les ferrules de l'émetteur et du connecteur équipant l'ensemble câble/connecteur HFBR-3001 à -3005. Le processus consiste tout d'abord à introduire la ferrule du connecteur dans le manchon, ensuite à visser la bague sur la douille filetée. La douille n'a aucune fonction d'alignement, son unique but est de maintenir les deux ferrules en vis-à-vis lorsque la bague est vissée comme indiqué sur la fiche technique des HFBR-3001 à -3005.

Le HFBR-1002 doit être monté en prenant la précaution de ne pas desserrer l'écrou de blocage du fût pour ne pas modifier le réglage de la porte optique. Desserrer l'écrou risque de provoquer un mauvais alignement du tronçon de fibre optique dans le module et de réduire la puissance de sortie. Il est recommandé de monter le boîtier de façon que l'écrou soit en dehors de la surface de la carte.

Les performances sont étroitement liées à la propreté des faces de la ferrule pour ne pas obstruer le chemin optique. Un nettoyage à l'air comprimé est souvent suffisant. Un coton imbibé d'alcool à brûler ou de Fréon convient de même très bien. S'il est réellement nécessaire de démonter le fût pour nettoyer la face de la ferrule, consulter les paragraphes concernant le dépannage et la maintenance dans l'AN 1000.



MODULE RÉCEPTEUR POUR FIBRE OPTIQUE

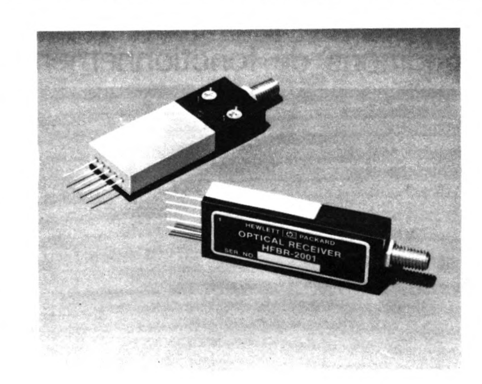
HFBR-2001

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- GRANDE VITESSE : DC A 10 Mb/s NRZ*
- FAIBLE BRUIT : TAUX D'ERREUR 10^{-9} POUR 0,8 μW A L'ENTREE*
- FAIBLE HAUTEUR : PERMET UN ECART ENTRE CARTES DE 12,7 mm
- UNE SEULE ET UNIQUE ALIMENTATION
- GAMME DYNAMIQUE (OPTIQUE) TRES ETENDUE : 23 dB
- CONNECTEUR A FENETRE OPTIQUE
- FORMAT DE DONNEES QUELCONQUES*
- NIVEAUX DE SORTIE TTL
- SORTIE : CONTROLE DE LIAISON; PERMET DE CONTROLER LA QUALITE DU SIGNAL D'ENTREE

* **Avec émetteur HFBR-1001/-1002 et ensemble câble optique/connecteur HFBR-3000/-3100**



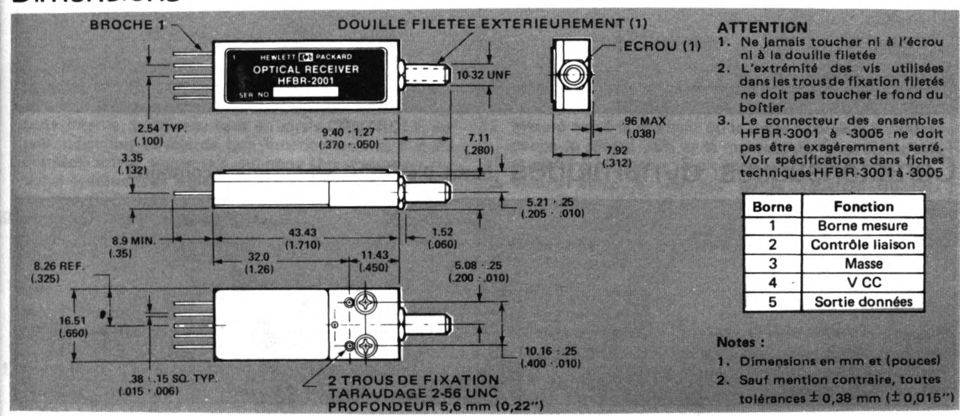
Description

Le récepteur pour fibre optique HFBR-2001 est un système intégré transformant des signaux optiques numériques en signaux électriques. Un photo-détecteur PIN au silicium et un circuit intégré bipolaire transforment les impulsions optiques en signaux TTL en sortie, avec une sensibilité de 0,8 μW, une gamme dynamique de 23 dB et une vitesse de transmission de 10 Mb/s NRZ. Un connecteur optique solidaire du module facilite l'interface source/fibre sans problème d'alignement. Le boîtier de faible épaisseur est prévu pour être soudé directement sur une carte de circuits imprimés sans radiateur.

Le HFBR-2001 est prévu pour être utilisé avec un ensemble câble optique/connecteur HFBR-3000 et un émetteur optique HFBR-1001/-1002. Pour permettre une gamme dynamique étendue, une bonne réponse en DC et une grande sensibilité, le récepteur doit périodiquement extraire une information du signal optique. Quand on utilise le «code interne» de l'émetteur HFBR-1001, cette information est automatiquement fournie par l'émetteur. Quand on fonctionne sur «code extérieur» ou avec une source de signaux optiques différente, l'utilisateur doit utiliser un format de données permettant un fonctionnement correct du récepteur.

Un circuit TTL complémentaire, appelé CONTROLE DE LIAISON, fournit des indications numériques sur la qualité du circuit même en l'absence de données.

Dimensions



ATTENTION

1. Ne jamais toucher ni à l'écrou ni à la douille filetée
2. L'extrémité des vis utilisées dans les trous de fixation filetés ne doit pas toucher le fond du boîtier
3. Le connecteur des ensembles HFBR-3001 à -3005 ne doit pas être exagéremment serré. Voir spécifications dans fiches techniques HFBR-3001 à -3005

Borne	Fonction
1	Borne mesure
2	Contrôle liaison
3	Masse
4	V CC
5	Sortie données

Notes :

1. Dimensions en mm et (pouces)
2. Sauf mention contraire, toutes tolérances ± 0,38 mm (± 0,015")

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Température de stockage		T_S	−55	85	°C	
Température de fonctionnement		T_A	0	70	°C	
Soudage	Température			260	°C	3
	Durée			10	s	
Tension d'alimentation		V_{CC}	−0,5	6,0	V	
Tension de sortie (niveau haut)		V_{OH}		6,0	V	

Conditions de fonctionnement recommandées

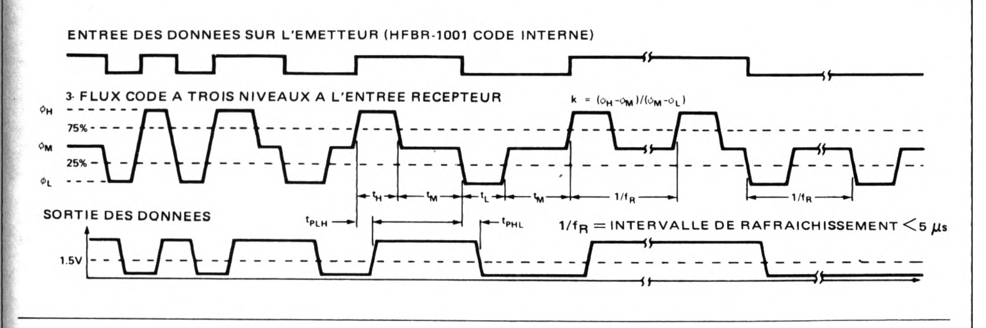
Paramètre			Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Température ambiante			T_A	0	70	°C	
Tension d'alimentation			V_{CC}	4,75	5,25	V	
Tension d'ondulation (crête à crête)			ΔV_{CC}		250	mV	4
Courant de sortie niveau haut	Sortie contrôle		I_{OH}		−100	µA	
	Sortie données				−400		
Courant de sortie niveau bas			I_{OL}		8	mA	
Flux moyen à l'entrée			ϕ_M	0,8	70	µW	6
Flux crête à crête à l'entrée			$\phi_H - \phi_L$	1,6	140	µW	
Durée et cadence des impulsions à l'entrée du signal optique	Code à 2 niveaux	Niveau haut	t_H	100	5000	ns	
		Niveau bas	t_L				
	Taux d'excursion du flux		k	0,75	1,25		7
	Code à 3 niveaux	Niveau haut	t_H	50		ns	•8
		Niveau bas	t_L				
		Niveau moyen	t_M	0,05	6,7	µs	
	Rafraîchissement taux de répétition		f_R	150		kHz	
	Rafraîchissement facteur de forme		f_Rt_H, f_Rt_L		0,04		

Caractéristiques électriques et optiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètres			Symb.	Min.	Typ. (5)	Max.	Unité	Condition de mesure		Fig.	Note
Tension de sortie	Niveau haut	Sortie données	V_{OH}	2,4	2,85		V	$\phi = (\phi_M + 0{,}8\ \mu W)$, $I_o = -400\ \mu A$	$V_{CC} = 4{,}75$ V	1, 2	7, 9
		Sortie contrôle						$\Delta\phi = 0{,}8\ \mu W$, $I_o = -100\ \mu A$			
	Niveau bas	Sortie données	V_{OL}		0,35	0,5	V	$\phi = (\phi_M - 0{,}8\ \mu W)$	$I_o = 8$ mA		
		Sortie contrôle			0,2	0,4		$\Delta\phi = 0$	$V_{CC} = 4{,}75$ V		
Tension sur borne mesure			V_T		0		V	$\phi_M = 100\ \mu W$			10
					1,3			$\phi_M = 0$			
Courant d'alimentation			I_{CC}		77	100	mA	$V_{CC} = 5{,}25$ V			
				60	77			$V_{CC} = 4{,}75$ V			
Diamètre de la fenêtre optique			D_C		200		µm				
Ouverture numérique			N.A.		0,5					3	
Longueur d'onde à sensibilité max.			λ_p		770		nm			4	

Caractéristiques dynamiques (entre 0 et 70° C, sauf mention contraire)

Paramètres			Symb.	Min.	Typ. (5)	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation	A la décroissance	Code à 3 niveaux	t_{PHL}		29		ns	$V_{CC} = 4{,}75$ V, k = 1 Sortie contrôle état haut	1	11
		Code à 2 niveaux			37					
	A la croissance	Code à 3 niveaux	t_{PLH}		37		ns			12
		Code à 2 niveaux			45					
Temps de réponse sortie de contrôle	A la croissance		t_{MH}		20		ms	$V_{CC} = 4{,}75$ V, $\Delta\phi = 0{,}8\ \mu W$		13
	A la décroissance		t_{ML}		1000			$I_{OL} = 8$ mA, crête à crête		14
Taux d'erreur à 10 MBd			BER			10^{-9}		$k = 1$, $\Delta\phi \geqslant 0{,}8\ \mu W$		15



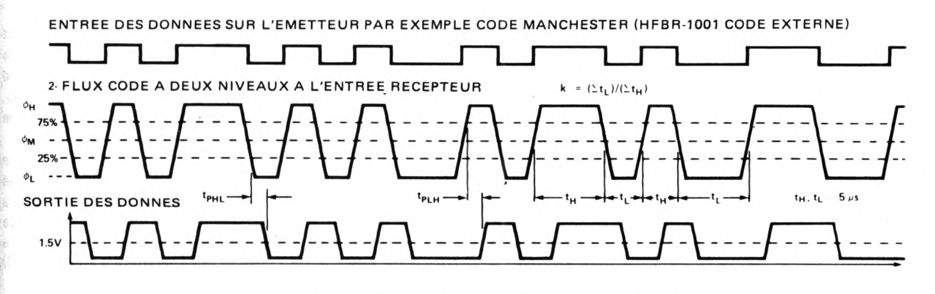


FIGURE 1 — Conditions de temps requises à l'entrée optique

Nota : Sans tenir compte des temps de transmission

Notes :

3. Mesurée à 2 mm du boîtier
4. Si la tension d'ondulation dépasse les limites spécifiées, utiliser le régulateur de la figure 5. Le filtre LC de la figure 5 doit être utilisé avec ou sans régulateur
5. Valeurs typiques $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°$ C
6. Le flux est moyenné sur un intervalle de temps d'au moins 50 µs. Les valeurs de flux sont spécifiées pour des sources monochromatiques comprises entre 700 et 820 nm
7. En code 2 ou 3 niveaux $k = (\phi_H - \phi_M) / (\phi_M - \phi_L)$
8. Pour le HFBR-2001, le code à 3 niveaux est défini comme ayant une amplitude et une largeur d'excursion de l'impulsion égales de part et d'autre du niveau moyen
9. La sortie CONTROLE permet de s'assurer de la continuité des circuits. Un niveau bas en sortie CONTROLE indique que les circuits sont défectueux, câble coupé ou connecteur mal monté, sale ou endommagé. La liaison peut être correcte avec un signal au niveau bas mais la cause doit en être recherchée. Lorsque la source lumineuse est un émetteur HFBR-1001/-1002 fonctionnant sur code interne, un niveau haut en sortie CONTROLE est une indication valable de bon fonctionnement, que les données soient transmises ou non. Une excursion du signal optique ($\Delta\phi$) supérieure à 0,8 µW suffit à maintenir la sortie CONTROLE au niveau haut
10. Pour observer V_T, utiliser un voltmètre d'au moins 10 MΩ de résistance d'entrée. Avec un flux d'entrée nul, V_T est à sa valeur maximale V_{Tmax}, flux modulé ou non
$V_{Tmax} - V_T = (25\ k\Omega)\ (I_p)\ (R_\phi\ \phi_M)$
ou Ip = courant moyen de la photodiode
$R_\phi \approx 0{,}4$ A/W = sensibilité de la photodiode
ϕ_M = flux moyen reçu
11. Mesuré entre le moment où le signal lumineux à l'entrée coupe le niveau 25% et le moment où la sortie donnée atteint 1,5 V pendant la décroissance

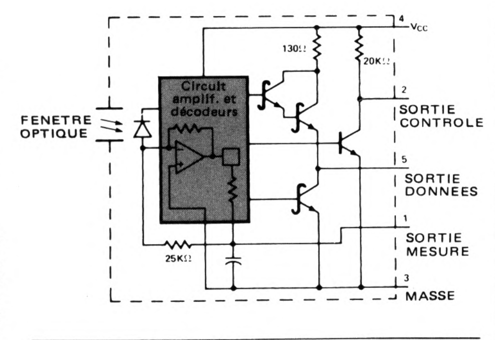


FIGURE 2

12. Mesuré entre le moment où le signal lumineux à l'entrée coupe le niveau 75% et le moment où la sortie donnée atteint 1,5 V pendant la croissance.
13. Mesuré entre le moment où la variation du flux commence et le moment où la tension atteint 1,5 V sur la sortie CONTROLE
14. Mesuré entre le moment où la variation du flux cesse et le moment où la tension atteint 1,5 V sur la sortie CONTROLE.
15. En donnée NRZ, 10 MBd correspond à 10 Mbits/s. Avec les autres codes, la vitesse des données correspond au nombre de Bd divisé par le nombre d'intervalles de code par intervalles de bits. Un code autosynchronisé (par exemple, le code Manchester) a normalement deux intervalles de code par intervalle de bits, dans ce cas, 10 MBd correspond à 5 Mbits/s

Fonctionnement

Dans le récepteur HFBR-2001 le flux optique est dirigé par l'intermédiaire d'un conduit en fibre optique, sur une photodiode PIN qui le transforme en photocourant. Ce courant est appliqué à un amplificateur courant/tension qui utilise une contre réaction CC et une commande automatique de niveau.

La fonction de la contre réaction en continu est de centrer la valeur moyenne du signal sur la partie linéaire de la courbe de l'amplificateur. L'amplificateur de contre réaction en CC a une très grande impédance pour obtenir une très grande constante de temps avec un condensateur placé à sa sortie (la tension sur le condensateur peut s'observer sur la borne MESURE). Comme on le voit sur le schéma, la tension aux bornes de la capacité représente la composante moyenne du photocourant en sortie de l'amplificateur courant/tension, de sorte que sa tension de sortie moyenne est à niveau fixe. La variation de flux de part et d'autre de ce point moyen entraîne une variation de la tension de part et d'autre de ce niveau fixe, en sortie de l'amplificateur. Cette variation de tension est appliquée à une bascule dont la sortie commande l'amplificateur de sortie des données. Le passage d'un niveau supérieur au niveau moyen place la sortie «données» au niveau haut où elle demeure jusqu'à ce que le passage d'un niveau inférieur au niveau moyen remette la bascule à zéro. Pour éviter les dépassements, un circuit de commande automatique de niveau, sensible au passage au-dessus ou au-dessous du niveau moyen, commande le gain de l'amplificateur courant/tension. Le gain est alors déterminé par la polarité d'amplitude la plus forte. Si le déséquilibre est trop fort pour être compensé, la limitation de gain peut amener le signal de polarité opposé à être trop faible pour commander la bascule.

La sortie CONTROLE est commandée par un amplificateur excité par la tension de commande automatique de niveau. Elle est au niveau haut lorsque l'excursion de flux est égale ou supérieure à 0,8 μW.

CONSIDERATIONS MECANIQUES ET THERMIQUES

Le récepteur consomme moins de 500 mW, ce qui permet de le monter sans radiateur. La fenêtre optique est constituée par une fibre optique centrée dans une ferrule métallique que maintient un manchon cylindrique fendu, élastique. Ce manchon aligne la ferrule du récepteur et celle du connecteur du câble optique (HFBR-3000).
Pour réaliser l'accouplement, engager en PREMIER LIEU la ferrule du connecteur dans le manchon PUIS visser la bague d'accouplement sur la douille filetée. La douille filetée n'a aucune fonction d'alignement : son unique but est de maintenir les deux ferrules en face l'une de l'autre quand la bague est vissée à fond (voir la fiche technique HFBR-3000).

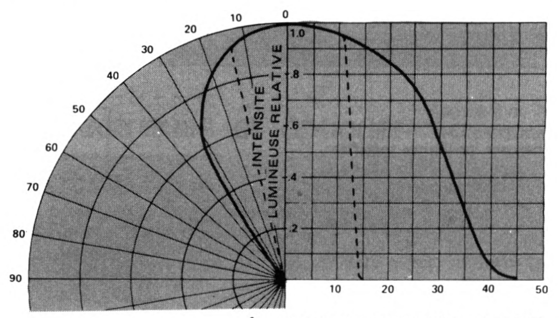


FIGURE 3 – Diagramme de rayonnement à l'entrée récepteur

* L'extrémité de la fibre optique se trouve à 7 mm à l'intérieur de la douille. La courbe en trait plein correspondant au diagramme de rayonnement sans douille, la courbe en traits interrompus au diagramme obtenu en se plaçant devant la douille

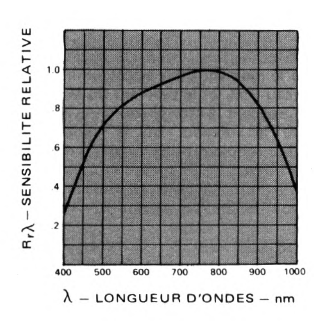


FIGURE 4 – Sensibilité spectrale

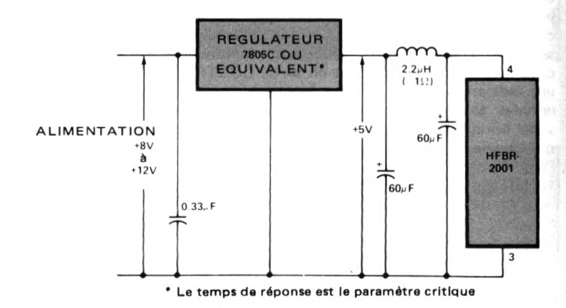


FIGURE 5 – Filtre recommandé contre les transitoires d'alimentation



COMPOSANTS

ENSEMBLE CABLE OPTIQUE/CONNECTEURS

UN CONDUCTEUR • HFBR-3000
DEUX CONDUCTEURS • HFBR-3100

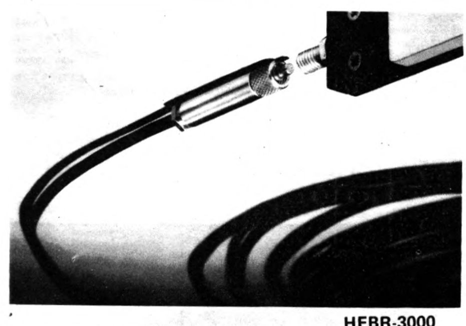
FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- LONGUEUR SELON SPECIFICATIONS DU CLIENT
- CONNECTEURS MONTES ET ESSAYES EN USINE
- GRANDE ROBUSTESSE
- FAIBLE POIDS
- FAIBLE RAYON DE PLIAGE

HFBR-3000
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURES ET D'HUMIDITE SPECIFIEES

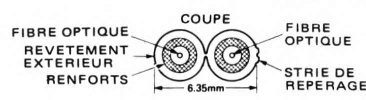
HFBR-3100
- CABLE MEPLAT 2 CONDUCTEURS
- NON PROPAGATEUR DE LA FLAMME
- FONCTIONNEMENT POSSIBLE A – 40°C



HFBR-3000



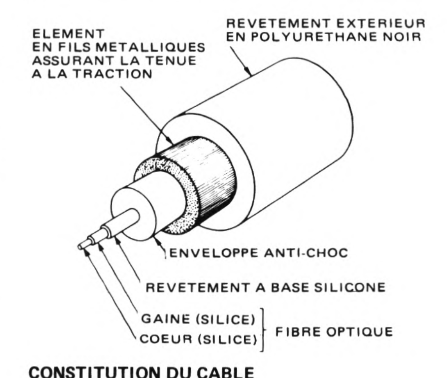
HFBR-3100



Description

Les ensembles câbles/connecteurs sont prévus pour être utilisés avec les modules récepteur HFBR-2001 et émetteur HFBR-1001, et -1002 pour transmettre des signaux numériques. Le connecteur s'adapte directement sur le porte-optique du récepteur ou de l'émetteur. Le câble est constitué d'un coeur en silice fondue, à gaine de verre à gradient d'indice partiel, avec double protection par revêtement à base de silicone, enveloppe intermédiaire et gaine de renfort en fils d'acier. L'ensemble est recouvert d'une enveloppe extérieure anti-usure. Le faible poids et la grande solidité de l'ensemble permettent de les introduire dans la plupart des types de gaines électriques. Pourtant leur résistance aux efforts mécaniques, à l'inflammation et leur insensibilité absolue aux champs électro-magnétiques permettent d'utiliser ces câbles à l'air libre. L'adaptateur HFBR-3099 permet de raccorder deux câbles l'un à l'autre : il est constitué d'un manchon d'alignement des ferrules et d'une douille filetée extérieurement sur laquelle se vissent les bagues d'accouplement.

Les conducteurs des câbles doubles sont facilement séparables, l'un d'eux est repéré par une strie.



CONSTITUTION DU CABLE

Valeurs limites absolues

Paramètre		Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Humidité relative à $T_A = 70°C$				95	%	12
Température de stockage		T_S	– 40	+ 85	°C	15
Température de fonctionnement	HFBR-3000	T_A	– 20	+ 70	°C	
	HFBR-3100	T_A	– 20	+ 70	°C	
Tenue à la traction	du câble	F_R		300	N	10
	connecteur/câble			100	N	

Paramètre		Symb.	Min.	Max.	Unité	Note
Rayon de pliage		r	25		mm	10,15
Flexibilité				50.000	cycles	4
Ecrasement		F_C		200	N	5
Impact		m		1	kg	6
		h		0,3	m	

Caractéristiques optiques et mécaniques

(HFBR-3000 de 0°C à + 70°C, HFBR-3100 de – 20°C à + 70°C sauf mention contraire)

Paramètre		Symb.	Min.	Typ. (9)	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Ouverture numérique en sortie		N.A.		0,28		–	$\lambda = 820$ nm $\ell \geqslant 100$ m	1	7
Pertes de transmission	par unité de long.	α_o		16	20	dB/km	$\lambda = 700$ nm $\ell = 100$ m	2	9,11
				7	10		$\lambda = 820$ nm $\ell > 300$ m		
	fixes	α_F		5,4	8,4	dB	$\lambda = 820$ nm $\ell \leqslant 300$ m		13,14
Dispersion de la fibre		$\Delta t/\ell$		17,5		ns/km	$700 < \lambda < 820$ nm	3	
Constante du câble à 3 dB		$\Delta f . \ell$		20		MHz . km			8
Diamètre du coeur		D_C		100		µm			
Diamètre extérieur de la gaine		D_{CL}		140					
Coefficient de forme de la fibre		α_I		8		–			
Elongation sous l'action force axiale		$\Delta\ell/\ell$		0,5		%	F = 300 N (par conducteur pour HFBR-3100)		9
Masse par unité de longueur	HFBR-3000	m/ℓ		6		kg/km			
	HFBR-3100			17					
Diamètre extérieur du câble	HFBR-3000	D_{CA}		2,65		mm			
	HFBR-3100								
Résistance à patraction		F_C		2000		N			

Notes :

4. Pliage à 180° avec rayon minimal, sous une tension de 10 N.
5. Sur un mandrin de 2,5 mm de ϕ disposé en travers du câble sur une surface plane, pendant 100 h, suivi d'un essai de flexion.
6. Pour un poids de masse, m, tombant de la hauteur, h, sur un mandrin de ϕ 25 mm, disposé en travers du câble sur une surface plane.
7. L'ouverture numérique en sortie est définie par le sinus de l'angle pour lequel l'intensité lumineuse émise est de 10% de l'intensité dans l'axe.
8. La bande à 3 dB du câble en fonction de la longueur (MHz . km) est définie comme égale à 350/dispersion de la fibre (ns/km).
9. Valeurs typiques à $T_A = 25°C$.
10. Ceci ne s'applique qu'à des essais de courte durée, moins d'une heure.
11. Pertes du câble. Ne comprend pas les pertes dues aux connecteurs.
12. Ne concerne que le câble.
13. Les pertes d'insertion totales, lorsqu'on utilise un émetteur HFBR-1002 avec un câble complet HFBR-3000, sont égales à :

$$\alpha_T = \alpha_F + \alpha_o \frac{(\ell - 300)}{1000} \quad \text{si } \ell > 300 \text{ m}$$

$$\alpha_T = \alpha_F \quad \text{si } \ell \leqslant 300 \text{ m}$$

14. Un serrage excessif risque de provoquer un mauvais alignement ou des dommages définitifs. Le couple de serrage à la main doit être compris entre 0,05 $< L <$ 0,1 N . m.
15. La durée du stockage à + 85°C ne doit pas dépasser 100 h.
16. La probabilité d'un point faible à l'endroit de la courbure est assez faible, en conséquence un risque de coupure dû à un rayon de courbure faible est peu probable.

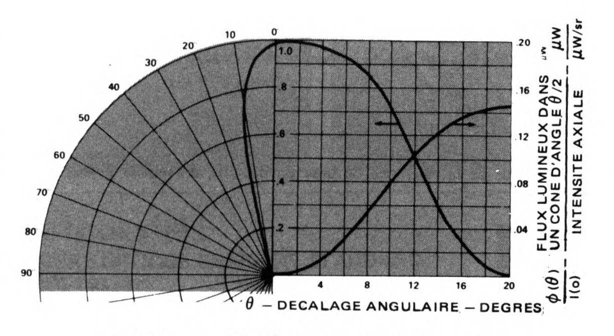


FIGURE 1 – Plage de la radiation en sortie de la fibre optique

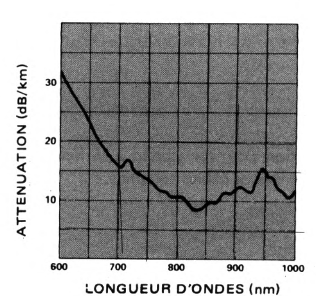
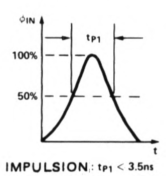
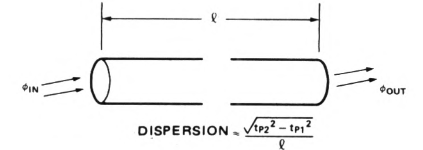


FIGURE 2 – Transmission spectrale

La dispersion réelle de la fibre dépend de l'étalement de l'impulsion efficace et peut être approximativement calculée de la façon suivante :





φOUT

t_{P2}

100%

50%

t

FIGURE 3 – Dispersion de la fibre

TOLERANCES SUR LA LONGUEUR DES CABLES HFBR-3000

Longueur (m)	Tolérance	Unité
1 - 10	$\frac{+10}{-0}$	%
11 - 100	$\frac{+1}{-0}$	m
> 100	$\frac{+1}{-0}$	%

Modalités de commande

La référence HFBR-3000 ou HFBR-3100 correspond à un câble optique de longueur spécifiée avec ses connecteurs montés et contrôlés.

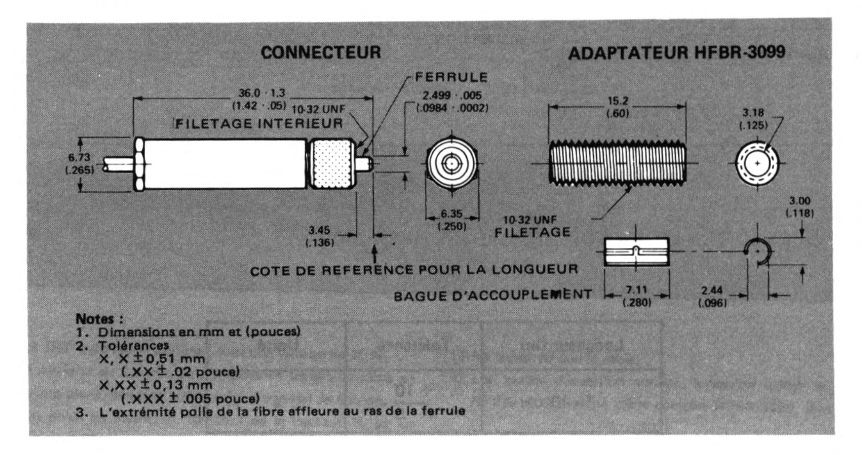
La longueur doit être précisée en mètres par incréments de 1 m, de 1 à 1000 m.

L'option 001 correspond à la longueur obtenue à partir de la référence de base du produit, à laquelle il faut ajouter le nombre de câbles complets.

Exemple :

- Pour un câble de 245 m :
  - HFBR-3000 ou HFBR-3100 : Ensemble câble-connecteurs . . . . Quantité 1
  - Option 001 : Longueur 245 m . . . . Quantité 1
- Pour sept câbles de 1000 m :
  - HFBR-3000 ou HFBR-3100 : Ensemble câble-connecteurs . . . . Quantité 7
  - Option 001 : Longueur 1000 m . . . . Quantité 7

Dimensions

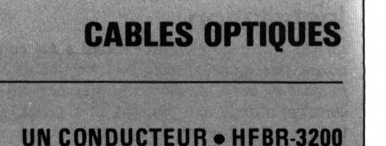


ATTENTION

A. Ne pas visser abusivement les bagues sur les douilles ou l'adaptateur.
Voir tableau des caractéristiques optiques et électriques, et note 14.

B. Le fonctionnement correct du système nécessite une grande propreté de la face de la ferrule.
Un nettoyage à l'air comprimé est en général suffisant.
Un tampon de coton humecté de FREON ou d'alcool à brûler peut être utilisé.





CABLES OPTIQUES

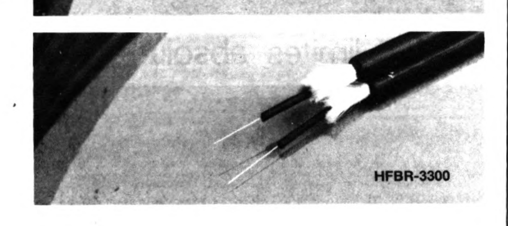
UN CONDUCTEUR • HFBR-3200
DEUX CONDUCTEURS • HFBR-3300

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- FIBRE OPTIQUE EN VERRE STANDARD 100-140 μm
- LONGUEUR SELON SPECIFICATIONS DU CLIENT
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURE ET D'HUMIDITE SPECIFIEE
- GRANDE ROBUSTESSE
- FAIBLE POIDS
- FAIBLE RAYON DE COURBURE
- COMPATIBLE AVEC LES CONNECTEURS HFBR-4000
- CABLE MONO OU BI-CONDUCTEUR

HFBR-3200



Description

Le câble mono-conducteur HFBR-3200 est constitué d'un coeur en verre à gradient d'indice partiel protégé par une gaine intermédiaire, entouré de fibres de renfort en aramide. L'ensemble est recouvert d'une enveloppe extérieure anti-usure en polyuréthane.

Le câble bi-conducteur HFBR-3300 est constitué de deux câbles, similaires au câble HFBR-3200, accolés. Les deux câbles, dont l'un est repéré, sont facilement séparables.

Le guide optique est constitué par une fibre en verre à base de silice fondue, à gradient d'indice partiel, de faible atténuation et large bande passante. Les enveloppes en silicone et en polyuréthane protègent la fibre contre les détériorations et assurent le maintien de fibres de renfort en aramide torsadées autour du câble.

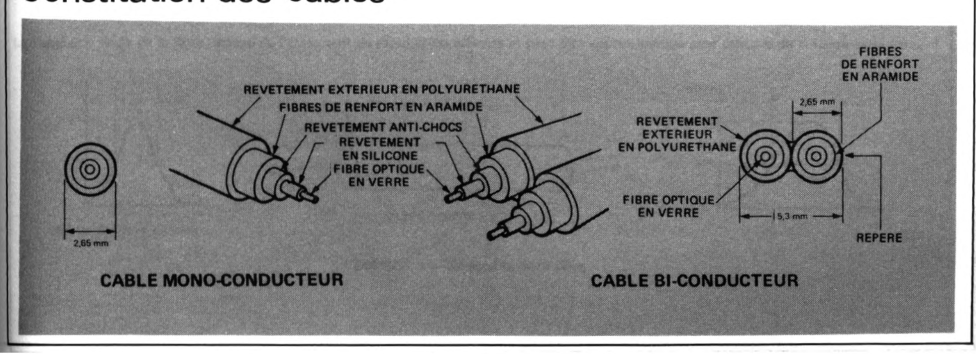
Les fibres en aramide ont une très grande tenue à la traction et un rapport solidité-poids extrêmement favorable. L'enveloppe isolante extérieure en polyuréthane flexible, résistant bien à l'abrasion et au feu, permet d'avoir un câble léger, solide, non propagateur de la flamme.

Avec l'outillage adapté, comme celui fourni dans le kit de montage HFBR-0100, le câble peut être équipé à ses extrémités d'un connecteur Hewlett-Packard HFBR-4000 en moins de 20 mn, par un monteur entraîné.

Applications

La résistance du câble aux contraintes mécaniques et aux conditions d'environnement sévères, sa sécurité d'emploi dans les environnements explosifs et son immunité aux interférences électromagnétiques, le rendent idéal dans de multiples applications. Bien qu'il ne soit pas nécessaire de l'installer dans des chemins de câble, son faible poids et sa robustesse permettent de l'introduire dans la plupart des conduits électriques.

Constitution des câbles



Installation

Le câble optique Hewlett-Packard a été conçu pour qu'il puisse être introduit dans les chemins de câble avec les moyens et outils classiques (griffes de tirage). Cependant, certaines précautions doivent être prises; en particulier, le câble ne doit jamais être saisi par le connecteur mais par le corps, il ne doit jamais être recourbé sous un rayon inférieur au minimum préconisé, la force exercée sur lui ne doit pas dépasser sa tenue à la traction (il est possible d'utiliser un lubrifiant pour faciliter le glissement).

TOLERANCES SUR LA LONGUEUR DES CABLES

Longueurs de câble (m)	Tolérances
1-10	+ 10/– 0%
11-100	+ 1/– 0 m
>100	+ 1/– 0%

Valeurs limites absolues

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
Humidité relative à $T_A = 70°C$			95	%	
Température de stockage	T_S	– 40	+ 85	°C	
Température de fonctionnement	T_A	– 20	+ 70	°C	
Rayon de courbure minimal au repos	r	25		mm	9,12
Tenue aux flexions		50 k		cycles	1

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Notes
Ecrasement	F_C		200	N	2
Impact	m		1	kg	3
	h		0,3	m	
Tenue à la tract. (câble droit)	F_T		300	N	8,9,10
			600		8,9,11

Modalités de commande

Les câbles HFBR-3200 et -3300 sont livrés à la longueur désirée par le client. La longueur doit être précisée en mètres par incrément de 1 m, entre 1 et 1000 m. L'option 001 correspond à la longueur obtenue à partir de la référence de base du produit comme l'indiquent les exemples qui suivent. Pour obtenir un câble d'un seul tenant, de longueur supérieure à 1000 m, consulter Hewlett-Packard.

Exemples de commande :

1. pour 1 câble mono-conducteur de 245 m :
   HFBR-3200, câble mono-conducteur — quantité 1
   option 001, longueur 245 m — quantité 1
2. pour 7 câbles bi-conducteurs de 1000 m :
   HFBR-3300, câble bi-conducteur — quantité 7
   option 001, longueur 1000 m — quantité 7

Caractéristiques optiques et mécaniques

Paramètre		Symbole	Min.	Typ. (6)	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Notes
Ouverture numérique en sortie		N.A.		0,28		–	$\lambda = 820$ nm, $\ell \geqslant 300$ m	1	4
Pertes de transmission	par unité de longueur	α_0		16	20	dB/km	$\lambda = 700$ nm, $\ell = 100$ m	2	6, 7
				7	10		$\lambda = 820$ nm, $\ell > 300$ m		
Dispersion de la fibre		$\Delta t/\ell$		17,5		ns/km	$700 < \lambda < 820$ nm	3	
Constante du câble à 3 dB		$\Delta f.\ell$		20		MHz.km			5
Diamètre du coeur		D_C		100		µm			
Diamètre extérieur de la gaine		D_{CL}		140					
Coefficient de forme de la fibre		α_I		8		–			
Résistance structurelle du câble		F_C		2000		N			
Masse par unité de longueur	HFBR-3200	m/ℓ		8		kg/km			
	HFBR-3300			17					

Notes :

1. Pliage à 180° avec rayon minimal, sous une tension de 10 N.
2. Sur un mandrin de 2,5 mm de ϕ disposé en travers du câble sur une surface plane, pendant 100 h, suivi d'un essai de flexion.
3. Pour un poids de masse, m, tombant de la hauteur, h, sur un mandrin de ϕ 25 mm, disposé en travers du câble sur une surface plane.
4. L'ouverture numérique en sortie est définie par le sinus de l'angle pour lequel l'intensité lumineuse émise est de 10% de l'intensité dans l'axe.
5. La bande à 3 dB du câble en fonction de la longueur (MHz.km) est définie comme égale à 350/dispersion de la fibre (ns/km).
6. Valeurs typiques à $T_A = 25°C$.
7. Pertes du câble. Ne comprend pas les pertes dues aux connecteurs.
8. Ceci ne s'applique qu'à des essais de courte durée, moins d'une heure.
9. Ne concerne que le câble mono-conducteur.
10. Ne concerne que le câble bi-conducteur.
11. La probabilité d'un point faible à l'endroit du pliage est réduit, en conséquence, le risque de rupture de la fibre lorsque le rayon de courbure est inférieur à celui préconisé est peu probable.

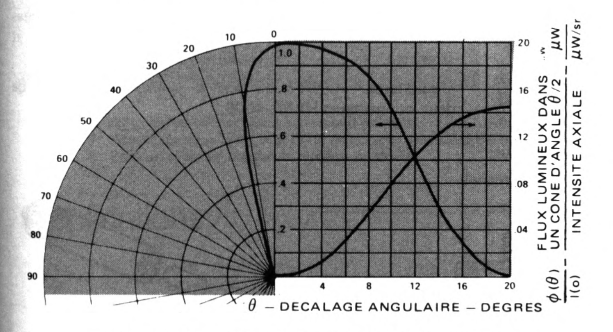


FIGURE 1 – Plage de la radiation en sortie de la fibre optique

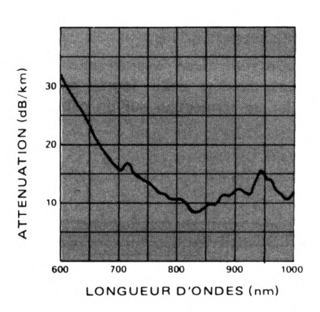
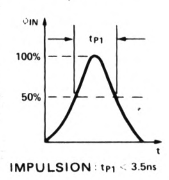
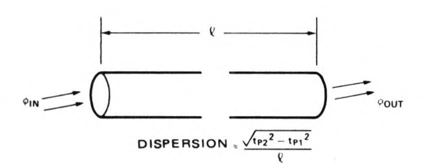


FIGURE 2 – Transmission spectrale

La dispersion réelle de la fibre dépend de l'étalement de l'impulsion efficace et peut être approximativement calculée de la façon suivante :





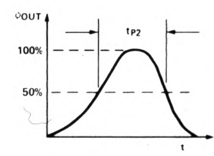


FIGURE 3 – Dispersion de la fibre



CONNECTEUR POUR FIBRE OPTIQUE ADAPTATEUR

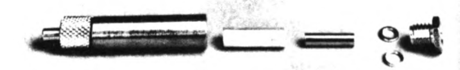
HFBR-4000
HFBR-3099

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

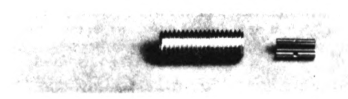
Particularités

- **DESTINE A EQUIPER LES CABLES OPTIQUES HEWLETT-PACKARD A FIBRE DE 100-140 μm**
- **PERTES D'INSERTION TYPIQUES 1,5 dB**
- **MONTAGE SIMPLE ET RAPIDE**
- **FERRULE STANDARD DE ϕ 2,5 mm**
- **PLAGE DE TEMPERATURE DE FONCTIONNEMENT ETENDUE**
- **FAIBLE ENCOMBREMENT**

CONNECTEUR HFBR-4000



ADAPTATEUR HFBR-3099



Description

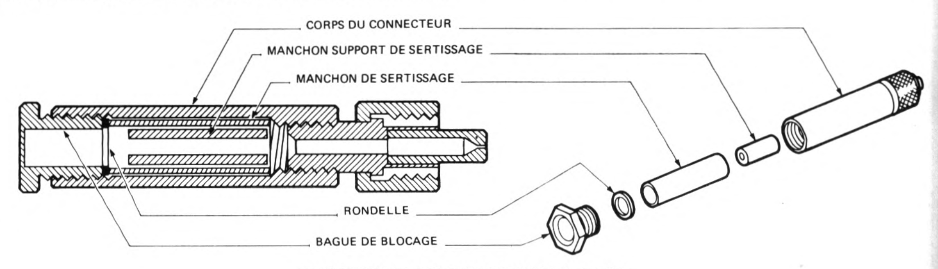
Le connecteur HFBR-4000 pour câbles optiques est entièrement métallique. Le maintien de la fibre est assuré par une résine époxy. La ferrule du connecteur a un diamètre standard de 2,5 mm. Après polissage optique, la valeur typique des pertes d'insertion est de 1,5 dB.

Un utilisateur bien exercé peut à l'aide de l'outillage adéquat, comme celui fourni dans le kit HFBR-0100, installer ce connecteur sur un câble en moins de 20 mn.

Correctement monté, le connecteur a une excellente tenue à la traction et ses performances sont bien répétitives.

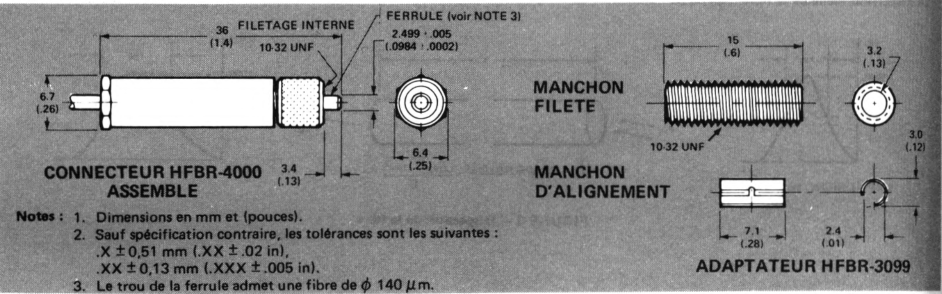
Ce connecteur est compatible avec les fibres optiques Hewlett-Packard HFBR-3000 à -3400 et les émetteurs et récepteur des séries HFBR-1000 et -2000.

L'adaptateur HFBR-3099 sert à réaliser la jonction de deux connecteurs HFBR-4000.



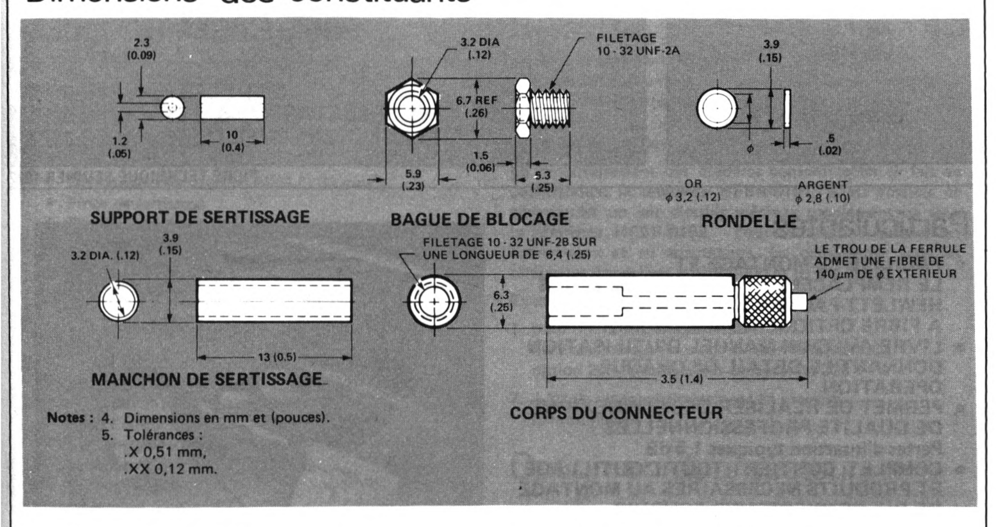
COMPOSITION DU CONNECTEUR

Dimensions



Notes : 1. Dimensions en mm et (pouces).
2. Sauf spécification contraire, les tolérances sont les suivantes :
.X ± 0,51 mm (.XX ± .02 in),
.XX ± 0,13 mm (.XXX ± .005 in).
3. Le trou de la ferrule admet une fibre de ϕ 140 μm.

Dimensions des constituants



Valeurs limites absolues

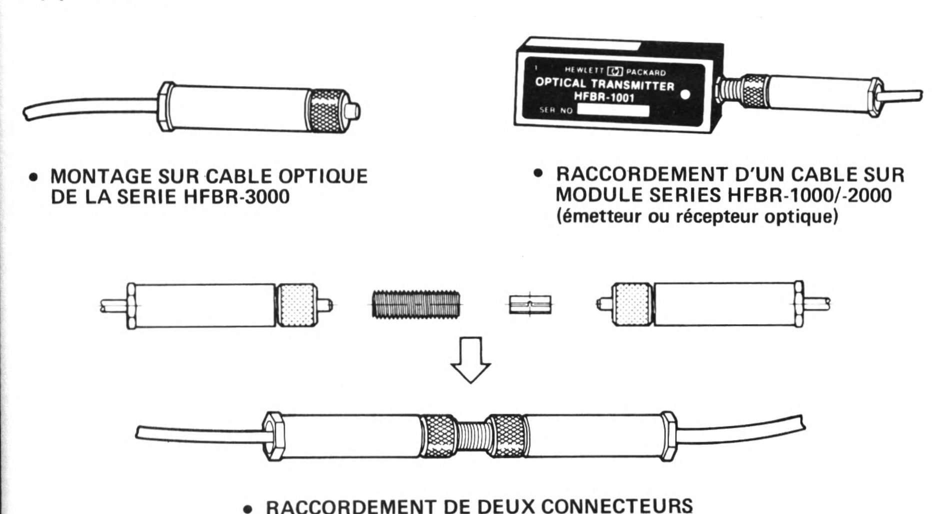
Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Temp. de stockage	T_S	−40	+85	°C	7
Temp. de fonction[t]	T_A	−20	+70	°C	7
Tenue à la traction	F_T		100	N	7

Caractéristiques optiques

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Note
Pertes d'insertion	α_{CC}		1,5		dB	6,7
Répétitivité des pertes d'insertion	$\Delta\alpha_{CC}$		0,2		dB	8

NOTES : 6. α_{CC}, pertes connecteur à connecteur au repos.
7. Assemblés selon la procédure HP préconisée dans le HFBR-0100 et montés sur câble HFBR-3000.
8. Pour un cycle de 100 raccordements successifs.

Applications



- MONTAGE SUR CABLE OPTIQUE DE LA SERIE HFBR-3000
- RACCORDEMENT D'UN CABLE SUR MODULE SERIES HFBR-1000/-2000 (émetteur ou récepteur optique)
- RACCORDEMENT DE DEUX CONNECTEURS



KIT D'ASSEMBLAGE DES CONNECTEURS POUR FIBRES OPTIQUES

OUTILLAGE • HFBR-0100
MATIERES CONSOMMABLES • HFBR-0101
OUTILLAGE COMPLEMENTAIRE • HFBR-0102

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

Particularités

- **FACILITE LE MONTAGE ET LE REMPLACEMENT DES CONNECTEURS HEWLETT-PACKARD SUR LES CABLES A FIBRE OPTIQUE DE 100-140 μm.**
- **LIVRE AVEC UN MANUEL D'UTILISATION DONNANT LE DETAIL DE CHAQUE OPERATION**
- **PERMET DE REALISER DES CONNEXIONS DE QUALITE PROFESSIONNELLES**
  Pertes d'insertion typiques 1,5 dB
- **COMPLET, CONTIENT TOUT L'OUTILLAGE ET PRODUITS NECESSAIRES AU MONTAGE DE DIX CONNECTEURS FOURNIS EN PIECES DETACHEES**
- **LA PROCEDURE PRECONISEE PERMET LE MONTAGE D'UN CONNECTEUR EN MOINS DE VINGT MINUTES PAR UN MONTEUR EXPERIMENTE**
- **LIVRE DANS UNE ROBUSTE VALISE**

Description

Le kit de montage HFBR-0100 est constitué de tout l'outillage nécessaire au montage rapide sur le site des connecteurs HFBR-4000 sur les câbles optiques Hewlett-Packard HFBR-3000 à -3400 à fibre de 100-140 μm. Il est contenu dans une solide valise. Sa composition est la suivante :

1. un jeu d'outils de montage courant
2. des produits consommables en quantité suffisante pour monter 10 connecteurs (kit de réapprovisionnement HFBR-0101),
3. un jeu d'outils spéciaux (disponibles séparément sous la référence HFBR-0102),
4. un jeu de connecteurs en pièces détachées et d'adaptateurs pour réaliser une jonction connecteur-connecteur (connecteurs en pièces détachées disponibles à l'unité sous la référence HFBR-4000, adaptateur à l'unité disponible sous la référence HFBR-3099),
5. un manuel d'utilisation donnant étape par étape le mode de montage.

Manuel d'utilisation

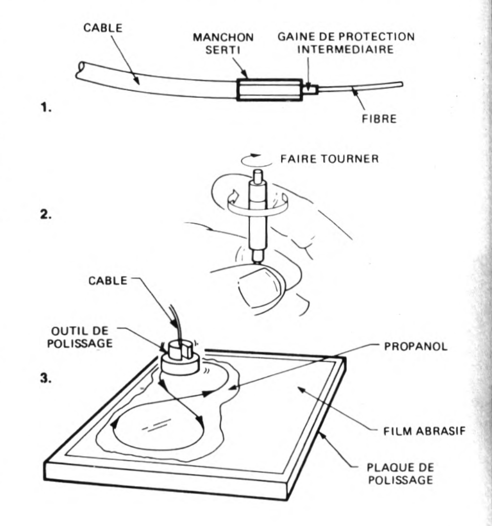
Ce manuel détaille la succession des opérations à réaliser pour qu'un technicien non expérimenté réalise le montage professionnel d'un connecteur, que de nombreux dessins et photographies facilitent.

Ce manuel est divisé en trois chapitres.

1. PREPARATION DU CABLE
   La fibre optique est libérée de sa gaine de protection et les brins de renfort sont maintenus par sertissage.



2. ASSEMBLAGE DU CONNECTEUR
   L'extrémité du câble est introduite dans le corps du connecteur puis maintenue en place à l'aide d'une colle époxy de haute qualité. La colle sèche en 10 mn si l'on utilise le réchaud livré dans le kit.
3. POLISSAGE DU CONNECTEUR
   L'extrémité de la fibre est polie pour obtenir une surface plane et brillante puis vérifiée au microscope en la comparant aux macrophotographies du manuel.



Liste du matériel

1. JEU D'OUTILS DE MONTAGE COURANT AVEC VALISE
   - Pince coupante diagonale
   - Dénudeuse No-Nik™
   - Ciseaux
   - Microscope x 50
   - Lunettes de protection
   - Dénudeuse avec cran 16 AWG (1,32 mm^2)
   - Pince de sertissage
   - Plaque de polissage
   - Réchaud :
     - 100-120 V, 50-60 Hz (option 100)
     - 200-240 V, 50-60 Hz (option 2XX)
2. DIX CONNECTEURS HFBR-4000 ET SIX ADAPTATEURS HFBR-3099
3. PRODUITS CONSOMMABLES
   - Résine époxy Hysol™ 1C
   - Tampons imbibés de propanol-acétone
   - Colle Loctite™ 495
   - Batonnets de mélange
   - Seringues avec aiguilles épointées
   - Essuie-mains
   - Propanol
   - Films abrasifs pour polissage :
     - gros grains : 12 μm
     - grains moyens : 3 μm
     - grains fins : 0,5 μm
   - Bec verseur pour bouteille de propanol
   - Feuilles de plastique pour mélange
4. OUTILS SPECIAUX HFBR-0102
   - Etau fendu
   - Poids de polissage
   - Ensemble de polissage
5. MANUEL D'UTILISATION

Spécifications

Paramètre		Valeur	Unité
Poids	Net	7,3	kg
	Brut	8,2	
Dimensions	Largeur	356	mm
	Longueur	457	
	Hauteur	229	
Puissance réchaud	Opt. 100	600	W
	Opt. 2XX	200	

Modalités de commande

Le kit HFBR-0100 est vendu complet. Il doit être commandé en mentionnant sa référence de base (HFBR-0100) accompagné du numéro de l'option correspondant au type de réchaud choisi (option 001, 110 V alt., ou option 2XX, 200 V alt.) et du numéro d'option correspondant au type de fiche équipant le cordon secteur.

Le renouvellement des matières consommables se fait en commandant la référence HFBR-0101. Il est possible de commander un jeu d'outils spéciaux supplémentaire sous la référence HFBR-0102. Pour se réapprovisionner en connecteurs et en adaptateurs, les commander sous les références respectives HFBR-4000 et HFBR-3099.

Exemples de commande :

1. pour 3 kits d'assemblage spécifier :
   kit d'assemblage pour connecteur HFBR-0100 — 3
   option 202 : prise secteur européenne 220 V
2. 1 kit de réapprovisionnement en produits consommables — 1

Option cordon secteur

N°	Fiche *	Pays
202	E, O E, O N, O L, E	EUROPE

* Vue côté broches :
E : terre
N : neutre
L : phase



MULTIPLEXEUR V24 (RS-232-C) FIBRES OPTIQUES

39301 A

FICHE TECHNIQUE – FÉVRIER 1982

Particularités

- **EXTENSION DE 16 VOIES V.24 (RS-232-C) JUSQU'A 1000 m.**
- **TRANSMISSION DE DONNÉES A LA VITESSE DE 19,2 kbits/S SIMULTANÉMENT SUR 16 VOIES.**
- **IMMUNITÉ DU SYSTEME CONTRE LES INTERFÉRENCES ÉLECTRO-MAGNÉTIQUES (ORAGES).**
- **ÉLIMINATION DES SOURCES D'ÉTINCELLES EN ATMOSPHERE EXPLOSIVE**
- **SYSTEME DE DÉTECTION DE DÉFAUTS**
- **FAIBLE COUT D'INSTALLATION DU AU FAIBLE POIDS DU CABLE OPTIQUE.**



Description

Une paire de multiplexeurs reliés par un câble optique HFBR-3000 permet de prolonger jusqu'à 1000 m 16 voies V.24 (RS-232-C) en duplex intégral. La figure 1 illustre un réseau type permettant de relier une unité centrale à 16 terminaux.

Ce dispositif est un moyen facile d'incorporer une liaison par fibre optique dans un circuit de jonction V-24 avec tous les avantages que cela représente. Ces avantages sont les suivants : immunité à tous types d'interférences (orages comme moteurs électriques mal antiparasités), absences de décharges statiques, absence de diaphonie. La fibre optique apporte en outre le secret des communications car elle ne rayonne pas. En atmosphère explosive, il n'y a pas besoin de blindage supplémentaire, car ce matériau diélectrique ne produit pas d'étincelles.

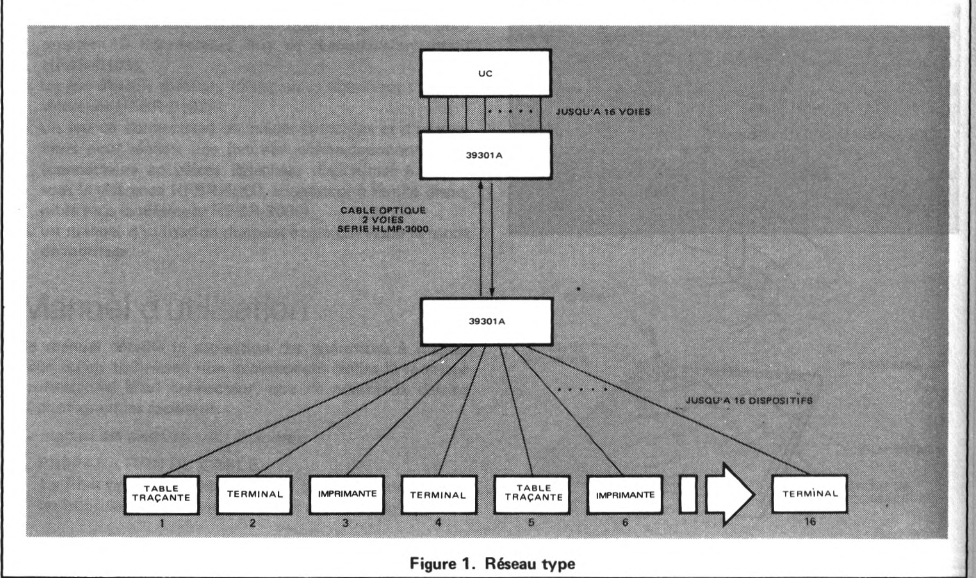


Figure 1. Réseau type

Chaque multiplexeur est équipé de huit connecteurs V-24. Chaque connecteur permet de recevoir et d'émettre sur les voies de retour et d'utiliser de multiples configurations, entre autre de fonctionner avec seize voies asynchrones indépendantes, huit voies asynchrones indépendantes avec contrôle de transfert ou huit voies synchrones indépendantes avec base de temps fournie par l'ETTD. Les câbles nécessaires à la réalisation de ces liaisons sont indiquées au paragraphe "Configurations types".

Que ce soit sur les voies directes ou de retour, chaque voie peut fonctionner en asynchrone jusqu'à 19200 bps, s'utiliser indépendamment l'une de l'autre avec des protocoles et des débits de données variables sans retouche du multiplexeur. Ceci est possible du fait que le 39301A fonctionne en temps partagé, en échantillonnant chacune des seize voies de données à 200 kHz. Ces données échantillonnées sont ensuite transmises en série et en temps réel à la cadence de 7 MBd par les câbles optiques au deuxième multiplexeur 39301A. Ces données série sont alors reconverties en données parallèles sur seize voies et réparties entre les voies directes et de retour.

Spécifications

PERFORMANCES DU SYSTEME

Un système est constitué de deux 39301A reliés par un câble optique bivoie de la série HFBR-3000.

Taux d'erreur du système : une erreur pour 10^9 bits (typique).

Distorsion de largeur d'impulsion : ± 6 μs max. (avec une charge V-24 de 3KΩ et 2500 pF).

INTERFACE ÉLECTRIQUE

Conforme aux recommandations CCITT V-24, en ce qui concerne les broches.

Connecteur : 25 contacts subminiature série "D".

BROCHAGE

Broche N°	EIA RS-232-C		CCITT V-24		Notes
1	Terre de protection	AA	Terre de signalisation	101	1
2	Émission de données (primaire)	BA	Émission de données	103	3
3	Réception de données (primaire)	BB	Réception de données	104	4
6	Poste de données Prêt	CC	Poste de données Prêt	107	2
7	Terre de signalisation	AB	Terre de signalisation	102	1
14	Émission de données (secondaire)	SBA	Émission de données sur la voie de retour	118	3
16	Réception de données (secondaire)	SBB	Réception de données sur la voie de retour	119	4

Notes :
1. Les broches 1 et 7 sont reliées intérieurement.
2. La broche 6 est reliée au +12V par l'intermédiaire d'une résistance de 316 Ω
3. Données transmises au 39201A
4. Données issues du 39301A.

INTERFACE OPTIQUE

Flux émis par l'émetteur optique : −13 dBm (50 μW) min. à 820 mm.

Flux reçu par le récepteur optique : −31 dBm (0,8 μW) min. à 820 nm

Raccordement : Connecteur optique HFBR-4000.

VOYANTS ET COMMUTATEURS

Voyant secteur AC Line : allumé en fonctionnement.

Voyant "Carrier Received" : allumé, indique que le 39201A reçoit un signal modulé issu de l'émetteur distant.

"Loopback Switch" : Sur la position TEST met en service une boucle électrique à l'interface entre les circuits électroniques du multiplexeur et les circuits d'émission-réception des fibres optiques. Le voyant "Carrier Received" est alors mis hors service.

ENVIRONNEMENT

Température de stockage : −40°C à +75°C.
Température de fonctionnement : 0°C à +55°C.
Humidité relative : 95 %.

CARACTÉRISTIQUES PHYSIQUES

Dimensions : 425 x 89 x 72 mm.
Poids : 2.2 kg.
Poids brut : 3.4 kg
Consommation électrique : 18 VA max.
Longueur du cordon secteur : 2,3 m.

RÉGLEMENTATIONS

Sécurité
Agréée UL pour les équipements de traitement et de gestion de données. Soumis à l'agrément CSA et IEC pour ces mêmes équipements.

Interférences radioélectriques
Répond aux réglementations FCC. Soumis à l'agrément FTZ.

Configurations Types.

Les connecteurs V-24 du 39301A peuvent s'interfacer à différents modèles d'ETTD en raccordant de façon adéquate les circuits de jonction V-24. Chaque connecteur possède deux voies indépendantes asynchrones en duplex intégral, une voie directe et une voie de retour. Chaque 39301A permet donc de réaliser 16 voies de transmission au total. Les figures qui suivent illustrent trois types d'interconnexion d'ETTD. Seule figure l'une des extrêmités du réseau, l'autre lui étant absolument identique, ce qui entraine l'emploi de deux circuits de jonction V-24. Il est recommandé d'utiliser des circuits de jonction blindés pour éliminer le risque d'interférences radioélectriques. Les configurations d'ETTD décrites peuvent être mélangées et raccordées au réseau d'un 39301A, à la seule condition de ne pas dépasser 16 voies en duplex intégral.

ETTD DONNÉES ASYNCHRONES UNIQUEMENT

Il est possible de raccorder deux ETTD "Données uniquement" à chaque connecteur du 39201A. La figure 2 montre les interconnexions à réaliser avec un seul ETTD en utilisant les bornes "émission des données" et "réception des données" d'un connecteur du 39301A. La figure 3 montre comment raccorder deux ETTD en utilisant un câble-adaptateur HP 8120-3569 une voie-deux voies V-24. Ce câble adaptateur permet d'employer à la fois la voie directe et la voie de retour. Il est aussi possible à l'aide de deux circuits de jonction de raccorder deux ETTD sur un seul connecteur et de transmettre ainsi les signaux de 16 ETTD "données uniquement" par liaison à fibres optiques.

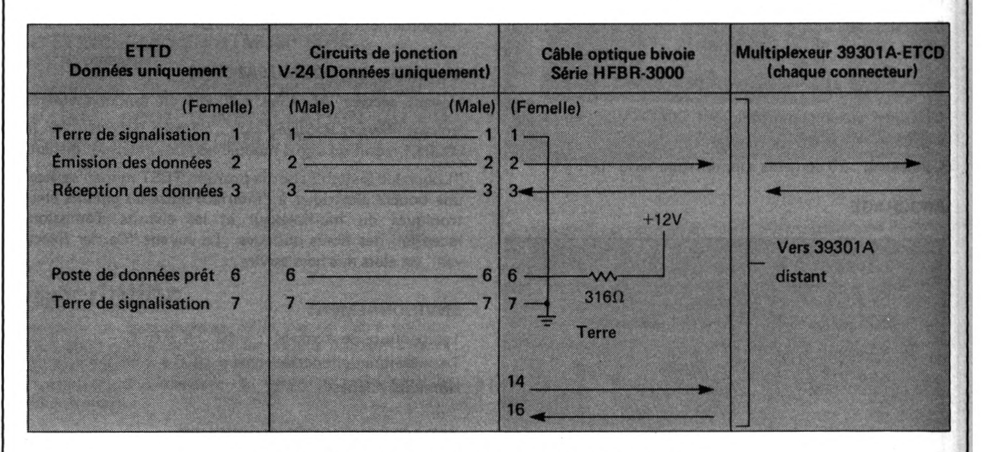


Figure 2. Configuration en données asynchrones uniquement

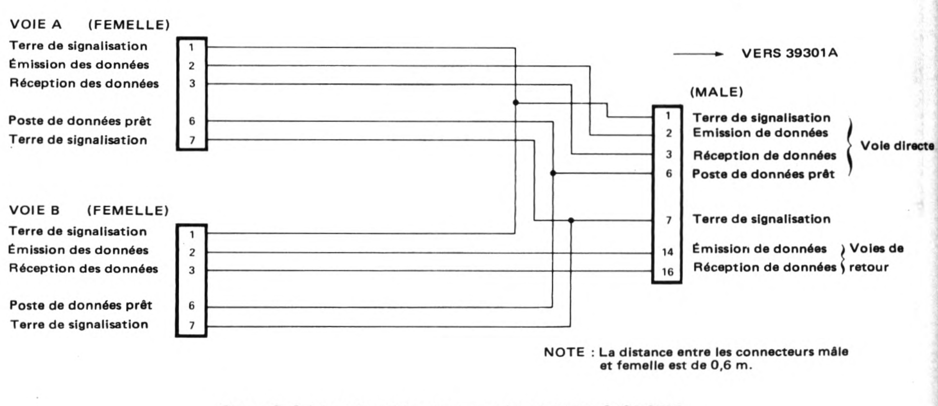


Figure 3. Schéma du câble adaptateur bivoie V-24, 8120-3569

ETTD DONNÉES ASYNCHRONES AVEC CONTROLE DE TRANSFERT

Si un ETTD nécessite l'emploi des lignes de contrôle normales avec un modem, les voies de retour de chaque connecteur permettent de réaliser l'interconnexion entre l'unité centrale et le terminal distant. La figure 4 montre l'une des possibilités de configuration du câble avec voie de retour pour connecter les lignes de contrôle "Demande pour émettre" et "Prêt à émettre". Cette disposition permet de raccorder huit ETTD avec lignes de contrôle à un 39301A.

Noter que la broche "Poste de données prêt" de chaque connecteur du 39301A est raccordée au + 12V avec une résistance série de 316 Ω. Si l'ETTD ne nécessite pas ce signal, il ne doit pas être transmis par le circuit de jonction.

DONNÉES SYNCHRONES AVEC BASE DE TEMPS ETTD

Bien que le 39301A ne fournisse pas de signal de base de temps pour synchroniser la transmission des données, il est possible de lui raccorder un ETTD synchrone lorsque celui-ci peut fournir le signal de base de temps. La figure 5 montre comment utiliser la voie de retour pour cela. Huit ETTD à données synchrones avec chacun sa base de temps peuvent ainsi être connectés à un 39301A.

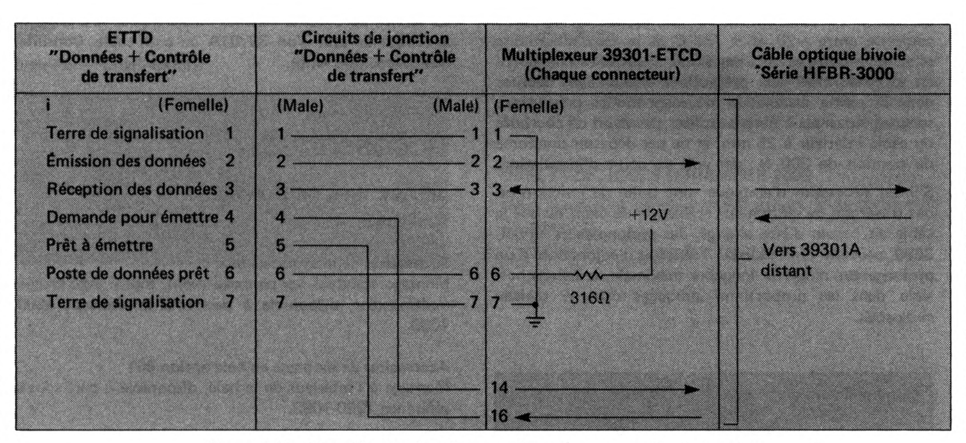


Figure 4. Configuration en données asynchrones avec contrôle de transfert

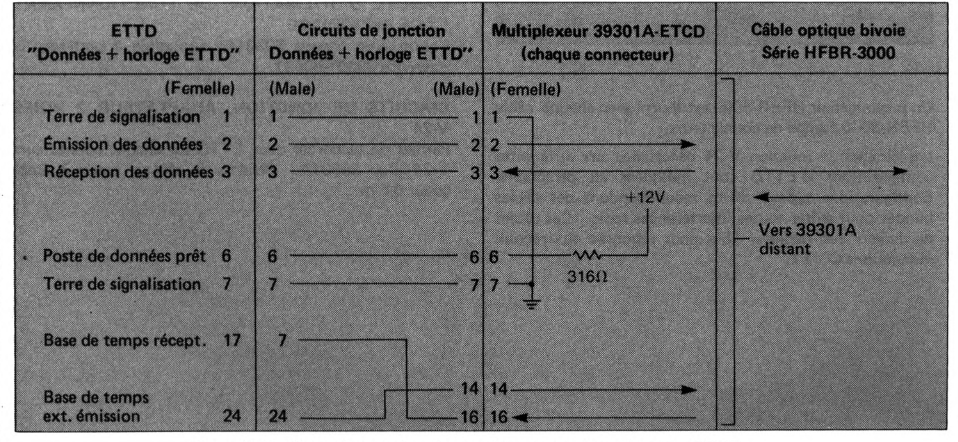


Figure 5. Configuration en données synchrones avec base de temps ETTD

Installation

Le multiplexeur 39301A et le câble optique de la série HFBR-3000 sont conçus pour être facilement mis en place. L'installation complète est décrite dans le manuel "Installation, fonctionnement et maintenance" fourni avec chaque 39301A.

Il est recommandé de fixer solidement le multiplexeur pour éviter de détériorer les circuits de jonction qui lui sont raccordés. Le 39301A est prévu pour être monté sur une baie standard 19 pouces. Les accessoires de montage sur baie fournis avec le multiplexeur permettent de l'installer soit sur la face avant d'une baie, soit sur une surface plane. L'option 001 comporte des accessoires permettant un montage à l'intérieur d'une baie avec porte, sans risque pour les câbles de liaison.

Les câbles optiques de la série HFBR-3000 nécessaires sont disponibles en plusieurs types. Le fonctionnement du système nécessite deux voies optiques. Les câbles optiques peuvent être installés sous conduit, en chemin de câbles. La température de fonctionnement doit être comprise entre −20 et + 70°C et le taux d'humidité relative ne doit pas dépasser 95 %. Les câbles s'installent en se conformant aux précautions élémentaires décrites dans la partie installation du manuel. Ces précautions sont les suivantes : ne pas utiliser de rayon de courbure du câble inférieur à 25 mm, et ne pas dépasser une force de traction de 300 N par voie en cours d'installation.

S'il est nécessaire d'employer une boite de jonction ou des traversées de cloison sur le chemin du câble ou que le câble ait besoin d'être allongé, des prolongateurs HFBR-3099 peuvent être utilisés. Toutefois l'adjonction d'un prolongateur réduit la longueur maximale de liaison possible dans les proportions indiquées dans le tableau ci-dessous.

Nombre de prolongateurs HFBR-3099	Distance maximale entre 39301A
0	1000 m
1	800 m
2	600 m
3	400 m
4	200 m

Un prolongateur HFBR-3099 est fourni avec chaque câble HFBR-3000 équipé de connecteurs.

Les circuits de jonction V-24 nécessaires aux différentes configurations d'ETTD sont indiquées au paragraphe Configurations types. Nous recommandons des câbles blindés pour éviter toutes interférences radio. Ces câbles ne doivent pas dépasser 15m pour répondre aux recommandations CCITT.

Dépannage

Le 39301 est conçu pour permettre de localiser facilement un défaut de fonctionnement. Un dispositif à boucle (constitué par le commutateur "Loop-back" situé sur le 39301A et sur câble optique livré avec le multiplexeur) permet d'isoler rapidement le responsable du défaut, que ce soit le multiplexeur, le câble optique ou l'ETTD. La procédure de dépannage est décrite dans le manuel fourni avec le multiplexeur. Ce dernier ou le câble optique peuvent être réparés par l'utilisateur ou renvoyés au service après-vente Hewlett-Packard, pour dépannage.

Le dépannage par l'utilisateur nécessite que soit consulté le chapitre "Dépannage" du manuel fourni avec le multiplexeur pour déterminer l'élément défectueux. Les pièces détachées nécessaires au dépannage peuvent être commandées chez Hewlett-Packard. Les câbles optiques de la série HFBR-3000 peuvent être réparés soit en utilisant un prolongateur soit en changeant un connecteur défectueux en utilisant le kit du dépannage HFBR-0100.

Le service après-vente Hewlett-Packard peut se charger de la remise en état d'un 39301A ou d'un câble. Consulter nos bureaux de vente.

Accessoires

ACCESSOIRES DE MONTAGE POUR 39301A

Accessoires de montage en baie :
Montage standard sur panneau avant, fourni avec chaque multiplexeur, disponible à part sous la référence 1600-1090.

Accessoires de montage en baie option 001 ,
Montage à l'intérieur de la baie, disponible à part sous la référence 1600-1092.

FIBRE OPTIQUE DE BOUCLE DE LOCALISATION DE DÉFAUT

Fournie avec chaque 39301A, disponible à part sous la référence 5061-2694.

MANUEL D'UTILISATION, DE FONCTIONNEMENT ET DE DÉPANNAGE

Fourni avec chaque 39301A, disponible à part sous la référence 39301-90001.

CIRCUITS DE JONCTION, ADAPTATEUR 2 VOIES V-24

Permet de raccorder deux ETTD sur chaque connecteurs V-24 d'un 39301A. Schéma de câblage figure 7. Longueur 0,6 m.

CABLES OPTIQUES SÉRIE HFBR-3000*

Il est nécessaire d'utiliser deux voies optiques constituées soit par deux câbles monovoie soit par un câble bivoie pour relier deux 39301A. Ces câbles sont livrables équipés ou non de connecteurs à leurs extrêmités. Leur longueur peut atteindre 1000 m. Pour tout renseignement se reporter aux fiches techniques HFBR-3000, -3100 et HFBR-3200, -3300.

KIT D'ASSEMBLAGE POUR CONNECTEURS POUR FIBRES OPTIQUES.

Ce kit permet de monter des connecteurs HFBR-4000 sur les câbles optiques de la série HFBR-3200, -3300 livrés nus ou de réparer des câbles de la série HFBR-3000, -3100 (fiche technique HFBR-0100).

CONNECTEURS HFBR-4000 ET ADAPTATEUR HFBR-3099

(voir fiche HFBR-4000).

Câble	Monovoie 2 par liaison	Bivoie 1 par liaison
Équipé de connecteurs HFBR-4000	HFBR-3000	HFBR-3100
Sans connecteurs	HFBR-3200	HFBR-3300

Modalités de commande

MULTIPLEXEUR 39301A
V-24 FIBRE OPTIQUE

Deux nécessaires par liaison. Livré en standard avec accessoires de montage sur panneau avant de baie.

Option 001 : Accessoire pour montage à l'intérieur d'une baie

Options tensions secteur :

Option 210 : 100 V, 50-60 Hz
Option 212 : 120 V, 50-60 Hz
Option 222 : 220 V, 50-60 Hz
Option 224 : 240 V, 50-60 Hz

CIRCUITS DE JONCTION-ADAPTATEUR
2 VOIES V-24

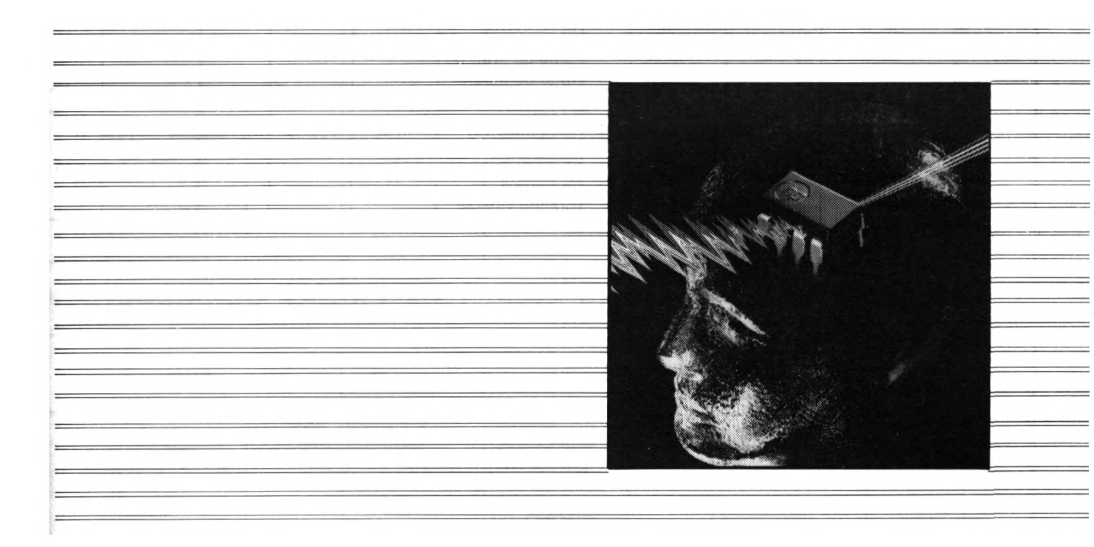
Permet de raccorder les voies directes et de retour de chaque connecteur V-24 d'un 39301A. Huit de ces circuits de jonction sont nécessaires pour raccorder 16 ETTD "données uniquement" à un multiplexeur.

CABLES OPTIQUES SÉRIE HFBR-3000

Deux voies sont nécessaires par liaison. Voir paragraphe "Accessoires.

Photocoupleurs

- *Guide de sélection*
- *Photocoupleurs très rapides*
- *Photocoupleur très rapide agréé CNET (liste LNZ)*
- *Photocoupleurs à grand gain*
- *Photocoupleur pour interface CA-CC/logique à détection de seuil*
- *Photocoupleurs hermétiques.*



Photocoupleurs à grande vitesse

AS PH.VITES

Modèle		Description	Applications (1)	Vitesse de trans-mission typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/sortie	Page
	6N135	Sortie par transistor	Récepteur de ligne, circuits analogiques, isolement des masses TTL/CMOS et TTL/LSTTL	1 M bit/s	7 % min.	16 mA		333
	6N136				19 % min.			
	HCPL-2502	– 55 → + 100 °C			15-22 % (2)			
	HCPL-2503		Interface logique TTL-LSTTL	250 k bit/s	12 % min.			337
			Interface logique LSTTL-LSTTL		15 % min.	8 mA		
	HCPL-2530	2 canaux, sortie par transistor	Récepteur de ligne, circuits analogiques Isolement des masses TTL-CMOS et TTL-LSTTL	1 M bit/s	7 % min.	16 mA		342
	HCPL-2531	– 55 → + 100 °C			19 % min.			
	HCPL-2533		Interface logique TTL-LSTTL	250 k bit/s	12 % min.			346
			Interface logique LSTTL-LSTTL		15 % min.	8 mA		
	6N137	Porte logique à couplage optique 0 → + 70 °C	Récepteur de ligne isolement de la masse en logique à grande vitesse	10 M bit/s	700 % typ.	5,0 mA	3000 Vcc (3)	351
	HCPL-2601	Porte logique à couplage optique à grande réjection en mode commun 0 → + 70 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses en zone de bruits de fond ou induits importants	10 M bit/s	700 % typ.	5,0 mA		355
	HCPL-2602	Récepteur de ligne à couplage optique 0 → + 70 °C	Remplace les récepteurs de ligne conventionnels en zone de bruit de fond ou induits importants	10 M bit/s	700 % typ.	5,0 mA		359
	HCPL-2630	Double porte à couplage optique 0 → + 70 °C	Récepteur de ligne isolement des masses en logique à grande vitesse	10 M bit/s	700 % typ.	5,0 mA		365

Photocoupleurs à faible courant d'entrée et grand gain

Modèle	Description	Applications (1)	Vitesse de transmission typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/sortie	Page
6N138	Faible tension de saturation, sortie à grand gain Vcc = 7V max. 0 → + 70 °C	Récepteur de ligne, faible courant d'entrée, isolement des masses TTL/TTL, LSTTL/TTL, CMOS/TTL	300 k bits/	300 % min.	1,6 mA		369
6N139	Faible tension de saturation, sortie à grand gain Vcc = 18V max 0 → + 70 °C	Récepteur de ligne, très faible courant d'entrée, isolement des masses CMOS/LSTTL, CMOS/TTL, CMOS/CMOS		400 % min.	0,5 mA		
HCPL-2730	Double canal, grand gain Vcc = 7V max. − 40 → + 85 °C	Récepteur de ligne, détecteur de polarité, faible courant d'entrée, isolement des masses	300 k bit/s	300 % min.	1,6 mA	3000 Vcc (3)	373
HCPL-2731	Double canal, grand gain Vcc = 18V max − 40 → + 85 °C			400 % min.	0,5 mA		
4N45	Sortie Darlington Vcc = 7V max − 40 → + 85 °C	Isolement en alt. isolement relais logique	3 k bit/s	250 % min.	1,0 mA		377
4N46	Sortie Darlington Vcc = 20V max − 40 → + 85 °C			350 % min.	0,5 mA		

Photocoupleur continu ou alternatif-logique à seuil de détection

Modèle	Description	Applications (1)	Vitesse de transmission typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/sortie	Page
HCPL-3700	Photocoupleur continu-logique ou alternatif-logique à détection de seuil − 25 → + 85 °C	Contacts de sécurité, détection de baisse de tension, surveillance de contacts de relais	4 k Hz	2,5 mA + 1,3 mA-	4,2 mA	3000 Vcc (3)	381

Photocoupleur agréé CNET (liste LNZ)

Modèle	Description	Applications (1)	Vitesse de transmission typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/sortie	Page
SL-5505 (QCPL-2554)	Sortie par transistor	Récepteur de ligne circuits analogiques isolement des masses TTL-CMOS et TTL-LSTTL		15 % min.	16 mA	3000 Vcc	331

Photocoupleurs à grande fiabilité

Modèle		Description	Applications (1)	Vitesse de trans-mission typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/sortie	Page
	6N134 6N134 TXV 6N134 TXVB	Double canal, hermétique, porte logique à couplage optique, sélection TXV, sélec-sélection TXVB – 55 → + 125 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	10 M bit/s	400 % typ.	10 mA	1500 Vcc	387
	6N140 6N140 TXV 6N140 TXVB	Quadruple photocoupleur faible courant d'entrée et grand gain, hermétique – 55 → + 125 °C	Récepteur de ligne, faible puissance, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	300 k bit/s	300 % min.	0,5 mA	1500 Vcc	391
	4N55 4N55TXV 4N55TXVB	Double canal, hermétique, couplage analogique, Sélection TXV Sélection TXVB – 55 → + 125 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes analogiques élément de rétroaction sur alimentation de puissance à découpage	700 k bit/s	7 % min.	16 mA	1500 Vcc	395

Notes :
1. Pour toute information complémentaire, consulter les notes d'applications AN939, AN947, AN948, AN951-1 et 2.
2. Le rapport de transfert en courant du HCPL-2502 est garanti à 15 % minimum et 22 % maximum.
3. Agréé UL (dossier n° E55361).

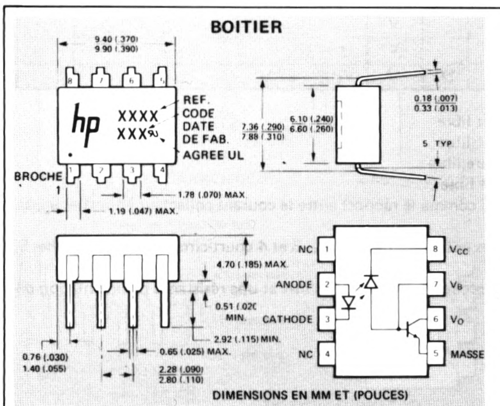


COMPOSANTS

PHOTOCOUPLEUR TRÈS RAPIDE

SL-5505 (QCPL-2554)

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



SCHEMA

ANODE 2, CATHODE 3, I_F, V_F, I_{CC}, 8 V_{CC}, I_O, 6 V_O, 5 GND, I_B, 7 V_B

Particularités

- **AGREE CNET**
  Liste LNZ
- **GRANDE VITESSE : 1 Mbits/s**
- **COMPATIBLE TTL**
- **TENSION D'ISOLEMENT ENTREE-SORTIE 3000 V_{CC}**
- **RECOMMANDE DANS LES APPLICATIONS SE RAPPORTANT AUX TELECOMMUNICATIONS**

Valeurs limites absolues

Température de stockage .... – 55°C à + 125°C
Température de fonctionnement ..... – 55°C à + 100°C
Température de soudage .... 260°C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée – I_F .... 25 mA (1)
Courant crête d'entrée – I_F .... 50 mA (2) (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
Courant crête sur transitoires – I_F .... 1 A (largeur d'impulsion ⩽ 1 μs, 300 impulsions/s)
Tension d'entrée inverse – V_R (broches 3-2) .... 5 V
Dissipation de puissance à l'entrée .... 45 mW (3)
Courant de sortie moyen – I_O (broche 6) .... 8 mA
Courant de sortie crête .... 16 mA
Tension inverse base-émetteur (broches 5-7) 5V
Tension d'alimentation et de sortie – V_{CC} (broches 8-5) et V_O (broches 6-5) .... – 0,5 V à 15 V
Courant base – I_B (broche 7) .... 5 mA
Dissipation de puissance en sortie .... 100 mW (4)

Notes : voir page suivante

Spécifications électriques à $T_A = 25°C$ (sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Condition de mesure	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	15	40	%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}4$ V, $V_{CC} = 4{,}5$ V	5
		8		%	$I_F = 2$ mA, $V_O = 5$ V, $V_{CC} = 4{,}5$ V	
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,4	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 2{,}4$ mA, $V_{CC} = 4{,}5$ V	
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}		50	nA	$I_F = 0$ mA, $V_O = 10$ V	
			25	μA	$I_F = 0$ mA, $V_O = 10$ V, $T_A = 70°C$	
Tension directe d'entrée	V_F		1,8	V	$I_F = 20$ mA	
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	3		V	$I_O = 50$ μA	
Courant de fuite entrée-sortie	I_{I-O}		1	μA	Humidité relative 45%, t = 5 s, $V_{I-O} = 1500$ V_{CC}	6
Résistance entrée-sortie	R_{I-O}	10^9		Ω	$V_{I-O} = 100$ V_{CC}	6
Gain du transistor en CC	h_{FE} (β)	100	400		$V_O = 5$ V, $I_O = 3$ mA	
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}		1,3	pF	f = 1 MHz	

Spécification de commutation à $T_A = 25°C$

V_{CC} = 5 V, I_F = 16 mA, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Condition de mesure	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie (Fig. 1)	t_{PHL}		0,8	µs	R_L = 1,9 kΩ	7
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie (Fig. 1)	t_{PLH}		0,8	µs	R_L = 1,9 kΩ	7
Tension de claquage collecteur-émetteur	$V_{(BR)\,CEO}$	22		V	I_C = 10 mA	8
Tension de claquage collecteur-base	$V_{(BR)\,CBO}$	40		V	I_C = 10 µA	
Tension de claquage émetteur-base	$V_{(BR)\,EBO}$	3		V	I_E = 10 µA	
Courant collecteur-base	I_{CBO}		50	nA	V_{CB} = 22 V	

Notes :

1. Décroit linéairement de 0,8 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
2. Décroit linéairement de 1,6 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
3. Décroit linéairement de 0,9 mW/°C au-dessus de 70°C à l'aire libre
4. Décroit linéairement de 2 mW/°C au-dessus de 70°C à l'état libre
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur en sortie, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL en %
6. Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
7. La charge de 1,9 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit TTL sous 1,6 mA et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ
8. Rapport cyclique ⩽ 2%, 1/f ⩽ 300 µs

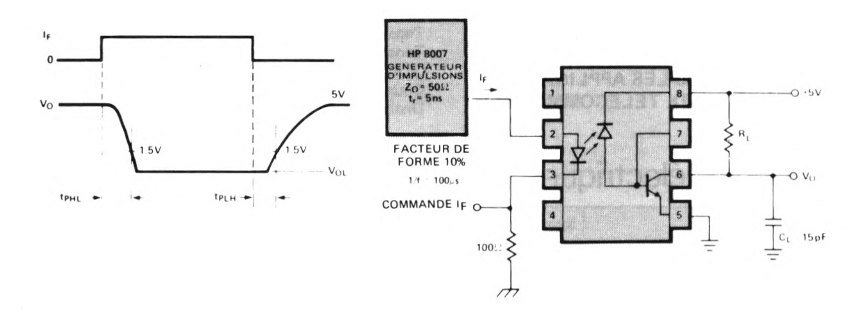


FIGURE 1 — Circuit de mesure en commutation

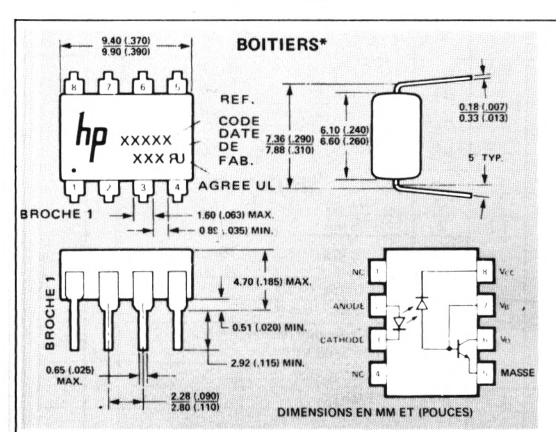


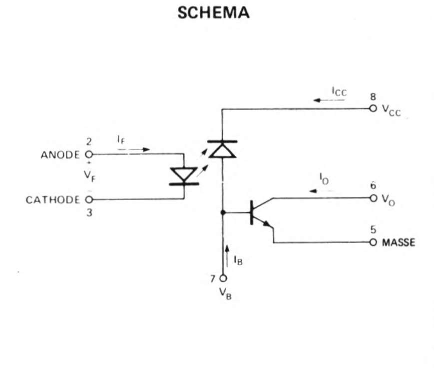
COMPOSANTS

PHOTOCOUPLEURS TRÈS RAPIDES

6N135
6N136
HCPL-2502

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982





Particularités

- **GRANDE VITESSE : 1 Mbit/s**
- **COMPATIBLES TTL**
- **AGREE UL (DOSSIER N° E55361)**
- **GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN (1000 V/μs)**
- **TENSION D'ISOLEMENT : 3000 V_{CC}**
- **LARGEUR DE BANDE : 2 MHz**
- **SORTIE A COLLECTEUR OUVERT**

Description

Ces photocoupleurs à diode et transistor utilisent une diode électroluminescente et un photodétecteur intégré qui donnent une tension d'isolement de 3000 V_{CC} entre entrée et sortie. La séparation entre le circuit d'excitation de la diode et l'alimentation du collecteur du transistor améliore des centaines de fois la vitesse par rapport à celle d'un phototransistor classique, en réduisant la capacité base-transistor.

Le 6N135 peut être utilisé dans les circuits TTL/CMOS, TTL/LTTL ou analogiques à large bande. Le rapport de transfert en courant (CTR) du 6N135 est au minimum de 7% pour $I_F = 16$ mA.

Le 6N136 est utilisable dans les applications TTL/TTL à grande vitesse. Le débit TTL standard de 16 mA à travers la DEL d'entrée fournit suffisamment de courant en sortie pour attaquer un circuit TTL et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ. Le CTR du 6N136 est de 19% minimal pour $I_F = 16$ mA.

Le HCPL-2502 doit être utilisé lorsque l'on désire un CTR de valeur connue ou définie. Son CTR est compris entre 15 et 22% sous $I_F = 16$ mA.

*Normes JEDEC (le HCPL-2502 n'est pas normalisé JEDEC)

Applications

- **Récepteur de ligne** : Très grande immunité contre les transitoires en mode commun (> 1000 V/μs) et faible capacité entrée/sortie (0,6 pF).
- **Isolement de la masse d'une logique à grande vitesse :** TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL.
- **Remplace les phototransistors plus lents** : Les broches 2-7 de nos optoisolateurs correspondent aux broches 1-6 des isolateurs à phototransistor à 6 sorties. La broche 8 peut être alimentée à partir d'une source quelconque de 1,5 à 15 V pour fonctionner à haute vitesse.
- **Peut remplacer les transformateurs d'impulsions** : Encombrement et poids réduits.
- **Isolement de la masse des signaux analogiques** : Le détecteur de photons intégré possède une meilleure linéarité que les phototransistors.

Valeurs limites absolues

Température de stockage	− 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement	− 55° C à + 100° C
Température de soudage	260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée − I_F	25 mA (1)
Courant crête d'entrée − I_F (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)	50 mA (2)
Courant crête sur transitoires − I_F (largeur d'impulsion ⩽ 1 μs, 300 impulsions/s)	1,0 A
Tension d'entrée inverse − V_R (broches 3-2)	5 V
Dissipation de puissance à l'entrée	45 mW (3)
Courant de sortie moyen − I_O (broche 6)	8 mA
Courant de sortie crête	16 mA
Tension inverse base-émetteur (broches 5-7)	5 V
Tension d'alimentation et de sortie − V_{CC} (broches 8-5) et V_O (broches 6-5)	− 0,5 V à 15 V
Courant base − I_B (broche 7)	5 mA
Dissipation de puissance en sortie	100 mW (4)

Notes : Voir page suivante

Spécifications électriques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symb.	Référence	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	6N135	7	18		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}4$ V, $V_{CC} = 4{,}5$ V	1,2	5
		6N136	19	24		%			
		HCPL-2502	15		22	%			
	CTR	6N135	5	13		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}5$ V, $V_{CC} = 4{,}5$ V		
		6N136	15	21		%			
Tension de sortie niveau logique haut	V_{OL}	6N135		0,1	0,4	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 1{,}1$ mA, $V_{CC} = 4{,}5$ V		
		6N136 HCPL-2502		0,1	0,4	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 2{,}4$ mA, $V_{CC} = 4{,}5$ V		
Courant de sortie, niveau logique haut	I_{OH}*			3	500	nA	$I_F = 0$ mA, $V_O = V_{CC} = 5{,}5$ V	6	
				0,01	1	μA	$I_F = 0$ mA, $V_O = V_{CC} = 15$ V		
	I_{OH}				50	μA	$I_F = 0$ mA, $V_O = V_{CC} = 15$ V		
Courant d'alimentation, niveau logique bas	I_{CCL}			40		μA	$I_F = 16$ mA, V_O = ouvert, $V_{CC} = 15$ V		
Courant d'alimentation, niveau logique haut	I_{CCH}*			0,02	1	μA	$I_F = 0$ mA, V_O = ouvert, $V_{CC} = 15$ V		
	I_{CCH}				2	μA	$I_F = 0$ mA, V_O = ouvert, $V_{CC} = 15$ V		
Tension directe d'entrée	V_F*			1,5	1,7	V	$I_F = 16$ mA	3	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			− 1,6		mV/°C	$I_F = 16$ mA		
Tension inverse d'entrée	V_{BR}*		5			V	$I_R = 10\ \mu$A		
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	f = 1 MHz, $V_F = 0$		
Courant de fuite entrée/sortie	I_{I-O}*				1	μA	45% d'humidité relative, t = 5 s $V_{I-O} = 3000\ V_{CC}$		6
Résistance entrée/sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500\ V_{CC}$		6
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}			0,6		pF	f = 1 MHz		6
Gain du transistor en CC	h_{FE}			175		–	$V_O = 5$ V, $I_O = 3$ mA		

** valeurs typiques à $T_A = 25°C$

Spécifications de commutation à $T_A = 25°C$

$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 16$ mA (sauf mentions contraires)

Paramètre	Symb.	Référence	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}*	6N135		0,5	1,5	μs	$R_L = 4{,}1$ kΩ	5,9	8,9
		6N136 HCPM-2502		0,2	0,8	μs	$R_L = 1{,}9$ kΩ		
Temps de propagation à la croissance du signal d'entrée	t_{PLH}*	6N135		0,4	1,5	μs	$R_L = 4{,}1$ kΩ	5,9	8,9
		6N136 HCPL-2502		0,3	0,8	μs	$R_L = 1{,}9$ kΩ		
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM_H	6N135		1000		V/μs	$I_F = 0$ mA, $V_{CM} = 10$ Vcàc, $R_L = 4{,}1$ kΩ	10	7,8,9
		6N136 HCPL-2502		1000		V/μs	$I_F = 0$ mA, $V_{CM} = 10$ Vcàc, $R_L = 1{,}9$ kΩ		
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM_L	6N135		−1000		V/μs	$V_{CM} = 10$ Vc-c, $R_L = 4{,}1$ kΩ	10	7,8,9
		6N136 HCPL-2502		−1000		V/μs	$V_{CM} = 10$ Vc-c, $R_L = 1{,}9$ kΩ		
Largeur de bande	BW			2		MHz	$R_L = 100\ \Omega$	8	10

Notes :

1. Varie linéairement de 0,8 mA/° C au-dessus de 70° C à l'air libre
2. Varie linéairement de 1,6 mA/° C au-dessus de 70° C à l'air libre
3. Varie linéairement de 0,9 mW/° C au-dessus de 70° C à l'air libre
4. Varie linéairement de 2 mW/° C au-dessus de 70° C à l'air libre
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL, en %
6. Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
7. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V)
8. La charge de 1,9 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit TTL sous 1,6 mA et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ
9. La charge de 4,1 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL, sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 6,1 kΩ
10. Fréquence à laquelle la tension alternative est à 3 dB en-dessous de l'asymptote en basse fréquence

* Normes JEDEC

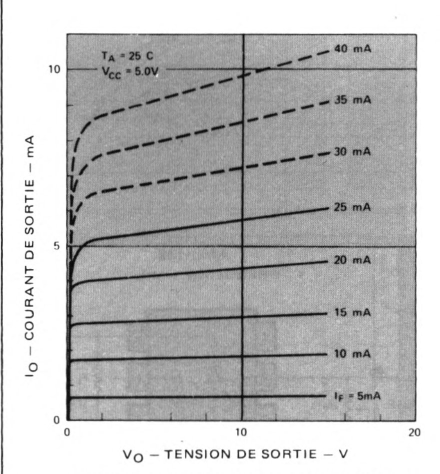


FIGURE 1 – Caractéristique de transfert en CC et en impulsions

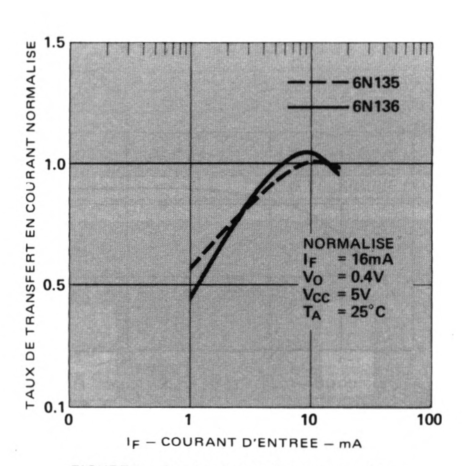


FIGURE 2 – Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

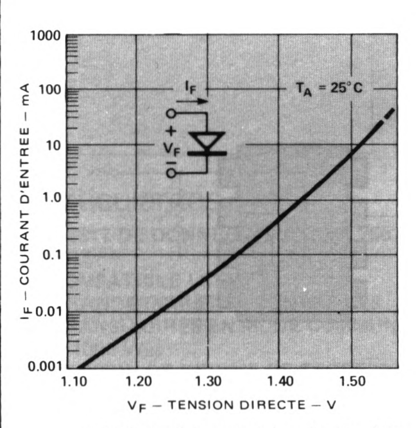


FIGURE 3 – Courant d'entrée en fonction de la tension directe

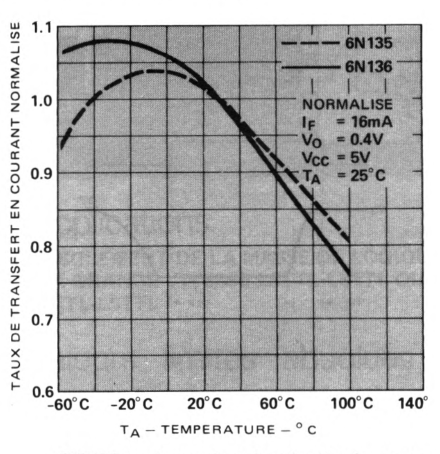


FIGURE 4 – Courant de sortie en fonction du courant d'entrée

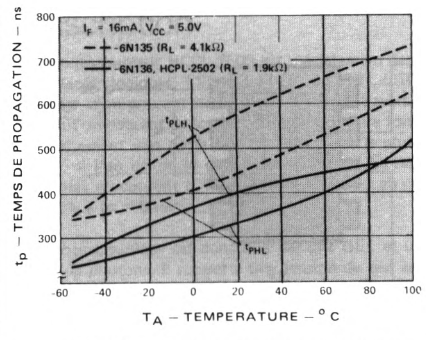


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction de la température

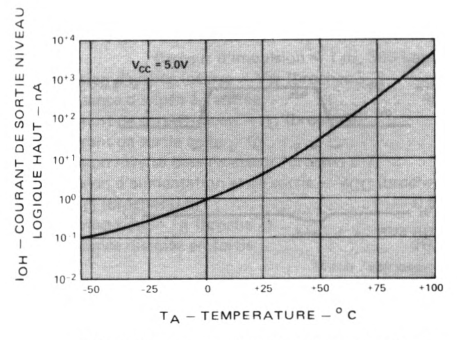


FIGURE 6 – Courant de sortie logique en fonction de la température

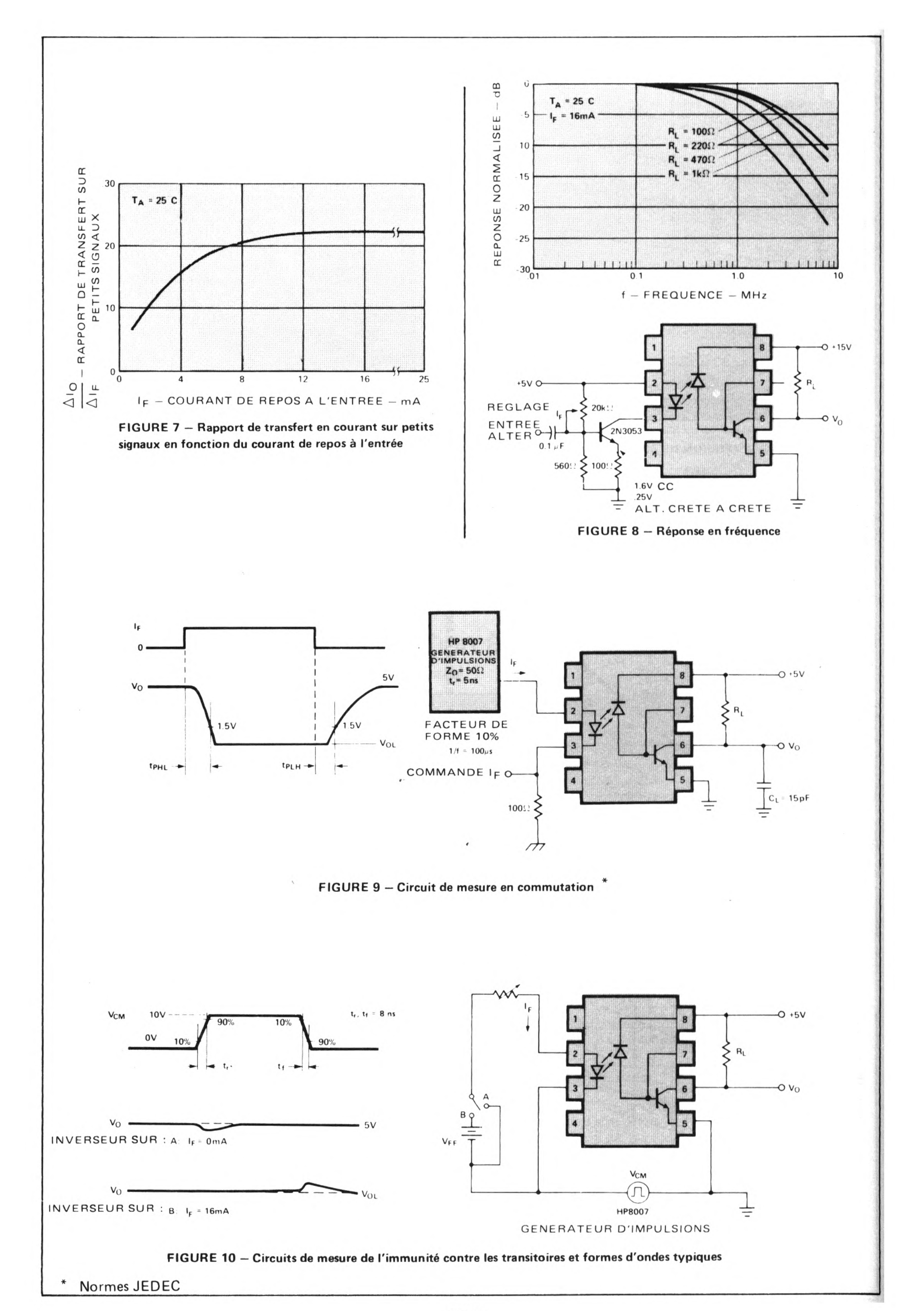


FIGURE 7 – Rapport de transfert en courant sur petits signaux en fonction du courant de repos à l'entrée

FIGURE 8 – Réponse en fréquence

FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation *

FIGURE 10 – Circuits de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

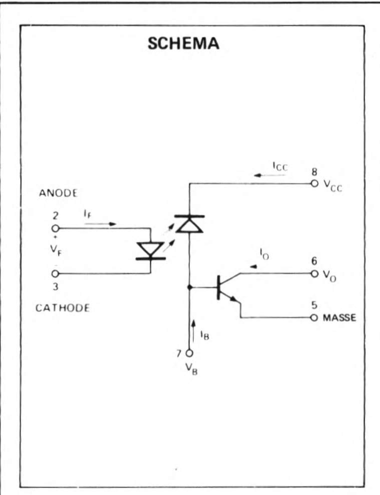
* Normes JEDEC

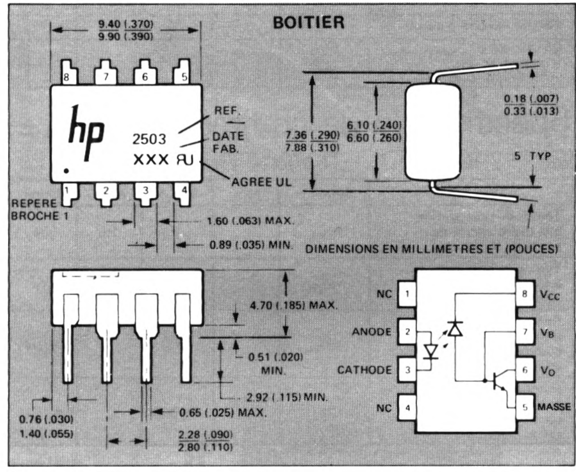


PHOTOCOUPLEUR POUR INTERFACE LOGIQUE

HCPL-2503

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982





Particularités

- DEBIT DE DONNEES : JUSQU'A 250 k bits/s NRZ
- COMPATIBLE LSTTL
- GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN > 1000 V/μs
- TENSION DE REGIME DE TEST 3000 V_{CC}
- SORTIE A COLLECTEUR OUVERT
- AGREE UL (DOSSIER N° E55361)

Description

Le photocoupleur HCPL-2503 est spécialement destiné aux interfaces logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Le passage d'un courant nominal de 8 mA à travers la DEL fournit un courant de sortie suffisant pour faire fonctionner correctement une porte LSTTL dans le cas le plus défavorable, si l'on utilise le circuit recommandé. Le rapport de transfert en courant (CTR) du HCPL-2503 est au minimum de 15% à $I_F = 8$ mA.

Ce photocoupleur est constitué par une DEL et un détecteur de photons, il supporte une tension de test en régime de 3000 V_{CC} entre entrée et sortie. La séparation entre l'entrée polarisation de la photodiode et la sortie collecteur du transistor réduit les capacités base-collecteur et améliore la vitesse par rapport aux coupleurs à phototransistors conventionnels.

Applications

- ISOLEMENT DE LA MASSE DE LOGIQUES A GRANDE VITESSE LSTTL-LSTTL OU TTL-LSTTL

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55°C à + 125°C
Température de fonctionnement . . . . . – 55°C à + 100°C
Température de soudage . . . . 260°C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée – I_F . . . . 25 mA (1)
Courant crête d'entrée – I_F . . . . 50 mA (2) (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
Courant crête sur transistoires – I_F . . . . 1 A (largeur d'impulsion ⩽ 1 μs, 300 impulsions/s)
Tension d'entrée inverse – V_R (broches 3-2) . . . . 5 V
Puissance dissipée à l'entrée . . . . 45 mW (3)
Courant de sortie moyen – I_O (broche 6) . . . . 8 mA
Courant de sortie crête – I_O . . . . 16 mA
Tension inverse base-émetteur (broches 5-7) . . . . 5 V
Tension d'alimentation et de sortie – V_{CC} (broches 8-5) et V_O (broches 6-5) . . . . – 0,5 V à 7 V
Courant base – I_B (broche 7) . . . . 5 mA
Puissance dissipée en sortie . . . . 100 mW (4)

(Notes : voir pages suivantes)

ATTENTION : Les faibles dimensions de la jonction imposées par la conception de ce coupleur bipolaire accroissent sa sensibilité aux décharges électrostatiques. Il est prudent de prendre les précautions normales habituelles dans la manipulation et le montage de ce composant pour éviter de l'endommager ou de le dégrader par décharges électrostatiques.

Spécifications électriques LSTTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	15	22		%	$I_F = 8$ mA, $V_O = 0,5$ V $V_{CC} = 4,5$ V, $T_A = 25°C$	1	5
		11	15		%	$I_F = 8$ mA, $V_O = 0,5$ V $V_{CC} = 4,5$ V		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 8$ mA, $I_O = 0,7$ mA $V_{CC} = 4,5$ V		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		20		µA	$I_F = 8$ mA V_O = ouvert, $V_{CC} = 5,5$ V		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 8$ mA, $T_A = 25°C$	2	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		– 1,6		mV/°C	$I_F = 8$ mA		

Spécification de commutation à $T_A = 25°C$

$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 8$ mA, $R_L = 7,5$ kΩ, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		1	1,5	µs		4,6	8
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,5	2,5	µs		4,6	8
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/µs	$I_F = 0$ mA $V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	7,8
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		– 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	7,8

Spécifications électriques TTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	12	18		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0,5$ V $V_{CC} = 4,5$ V, $T_A = 25°C$	1	5
		9	13		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0,5$ V $V_{CC} = 4,5$ V		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 1,1$ mA $V_{CC} = 4,5$ V		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		40		µA	$I_F = 16$ mA V_O = ouvert, $V_{CC} = 5,5$ V		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 16$ mA, $T_A = 25°C$	2	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		– 1,6		mV/°C	$I_F = 16$ mA		

Spécification de commutation à $T_A = 25°C$

$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 16$ mA, $R_L = 4,7$ kΩ, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,4	1,5	µs		4,6	9
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,5	2,5	µs		4,6	9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/µs	$I_F = 0$ mA $V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	7,9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		– 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	7,9

* Valeurs typiques à 25°C

(voir Notes pages suivantes)

Spécifications électriques

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètres	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}		0,5		nA	$T_A = 25°C$, $I_F = 0$ mA $V_O = V_{CC} = 5,5$ V	5	
				50	µA	$I_F = 0$ mA $V_O = V_{CC} = 5,5$ V		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}		0,05	4	µA	$I_F = 0$ mA V_O = ouvert, $V_{CC} = 5,5$ V		
Tension inverse d'entrée	V_R	5			V	$I_F = 10$ µA, $T_A = 25°C$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	f = 1 MHz, $V_F = 0$ V		
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	I_{I-O}			1	µA	45% d'humidité relative, t = 5 s $V_{I-O} = 3000$ V_{CC}, $T_A = 25°C$		6
Résistance entrée-sortie	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500$ V_{CC}		6
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}		0,6		pF	f = 1 MHz		6

* Valeurs typiques à 25°C

NOTES :

1. Décroît linéairement de 0,8 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
2. Décroît linéairement de 1,6 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
3. Décroît linéairement de 0,9 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
4. Décroît linéairement de 2 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL, en %.
6. Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées.
7. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8$ V).
8. La charge de 7,5 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 20 kΩ.
9. La charge de 4,7 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 8,2 kΩ.

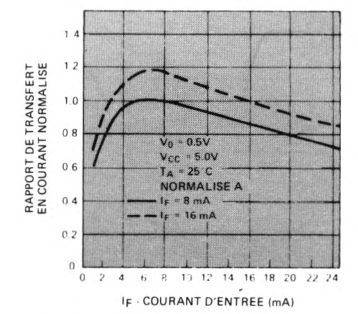


FIGURE 1 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

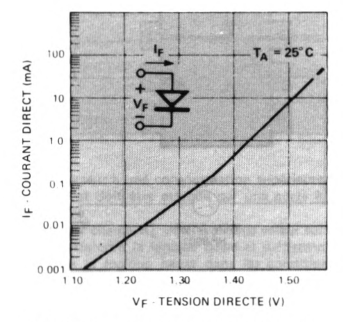


FIGURE 2 — Courant d'entrée en fonction de la tension directe

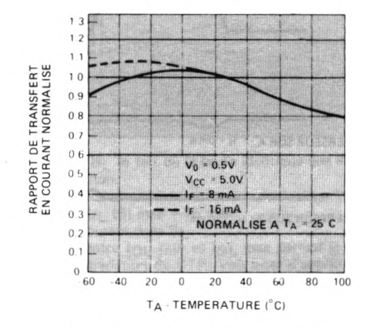


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant en fonction de la température

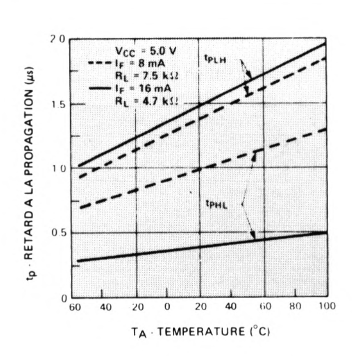


FIGURE 4 — Retard à la propagation en fonction de la température

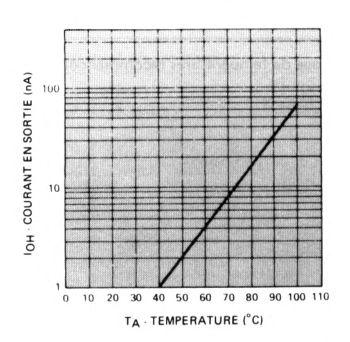


FIGURE 5 — Courant au niveau logique haut en fonction de la température

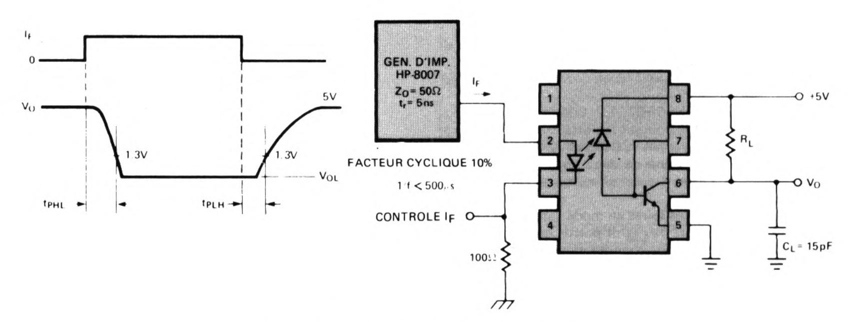


FIGURE 6 — Circuit de mesure en commutation

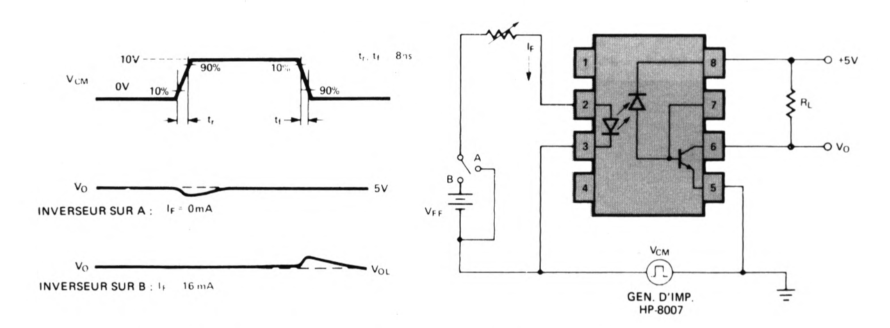
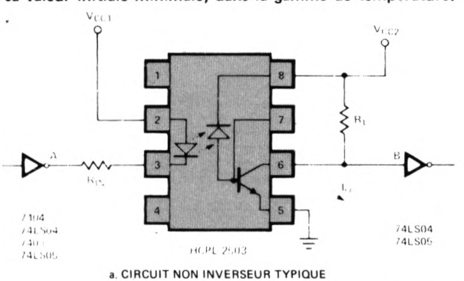


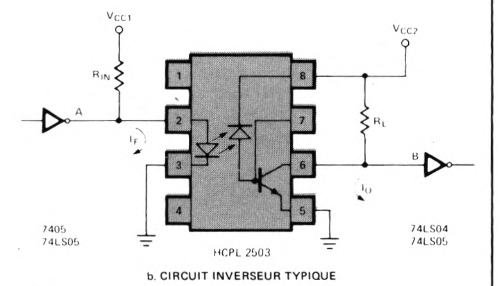
FIGURE 7 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

Conditions de fonctionnement recommandées

Le photocoupleur HCPL-2503 est spécialement conçu pour permettre l'interface entre logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Les circuits illustrés ci-dessous, avec les valeurs de composants préconisées, sont ceux que nous recommandons. La valeur du courant d'entrée est donnée à la fois en valeur nominale et en plage de courant : cette dernière tient compte des tolérances sur V_{CC} et sur R_{IN}. Le rapport de transfert en courant indiqué correspond à sa valeur initiale minimale, dans la gamme de température. elle est directement relevée dans les spécifications électriques. La valeur de I_{OL} min. est basée sur la valeur minimale du CTR et de I_F lorsque les valeurs de R_L et de V_{CC} sont les plus défavorables. Le courant I_{OL} min. résultant a une marge suffisante pour permettre une dégradation de 20% du CTR, même dans les conditions les plus défavorables. Pour de plus amples renseignements sur la dégradation du CTR, consulter la note d'applications 1002.



a. CIRCUIT NON INVERSEUR TYPIQUE



b. CIRCUIT INVERSEUR TYPIQUE

FIGURE 8 – Circuits de montage recommandés

Paramètres correspondant aux circuits de montage recommandés

Paramètres	Symbole	LSTTL à LSTTL	TTL à LSTTL	Unité	Commentaires	Fig.	Note
ENTREE							
Tension de sortie en logique basse - Porte d'entrée	V_{OL} (A)	0,5	0,4	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Entrée	V_{CC1}	5	5	V	± 5%		
Résistance d'entrée	R_{IN}	360	180	Ω	± 5%	8a	
		430	200			8b	
Courant d'entrée	I_F	8	16	mA	Nominal		
Plage du courant d'entrée	I_F	6,75-10	14-20	mA		8a	
			14,5-20			8b	
SORTIE							
Tension de sortie en logique basse - HCPL-2503	V_{OL} (B)	0,5	0,5	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Sortie	V_{CC2}	5	5	V	± 5%		
Résistance de charge	R_L	20	8,2	kΩ	± 5%		11
Débit de courant nécessaire pour avoir une logique basse	I_{OL} max.	0,61	1	mA	V_{CC}, R_L, I_{IL} les plus défavorables		12
Rapport de transfert en courant du HCPL-2503	CTR	11	9	%	Minimum, $T_A = 0°C$ à $+70°C$		
Courant de sortie en logique basse - HCPL-2503	I_{OL} min.	0,74	1,26	mA	V_{CC}, CTR, I_F les plus défavorables $T_A = 0°C$ à $+70°C$	8a	13
			1,30			8b	
Vitesse des données	f_D	250	250	Kb/s	NRZ, $T_A = 25°C$		14

NOTES :

10. Le circuit inverseur a une consommation supérieure au circuit non inverseur et doit être attaqué par une porte à collecteur ouvert en entrée.
11. La résistance de charge R_L doit avoir une valeur suffisamment grande pour atteindre la logique basse et suffisamment faible pour atteindre la logique haute dans les conditions les plus défavorables :

$$\frac{V_{CC}\,max - V_{OL}}{I_{OL}\,(2503) - I_{IL}\,(B)} \leqslant R_L \leqslant \frac{V_{CC}\,min - V_{IH}\,(B)}{I_{OH}\,(2503) - I_{IH}\,(B)}$$

Le choix de R_L se fait de la façon identique que le circuit soit inverseur ou non.

12. Le débit maximum en courant pour une logique basse est de :
$I_{OL}\,max = I_{IL}\,(B)\,max - I_R\,max$
I_R étant le courant dans R_L.
13. Le rapport entre I_{OL} min et I_{OL} max permet le calcul de la marge de dégradation du CTR. Voir note d'applications 1002.
14. Le débit des données se définit de la façon suivante :

$$f_D = \frac{1}{t_{PHL} + t_{PLH}} \text{ bits/seconde NRZ}$$

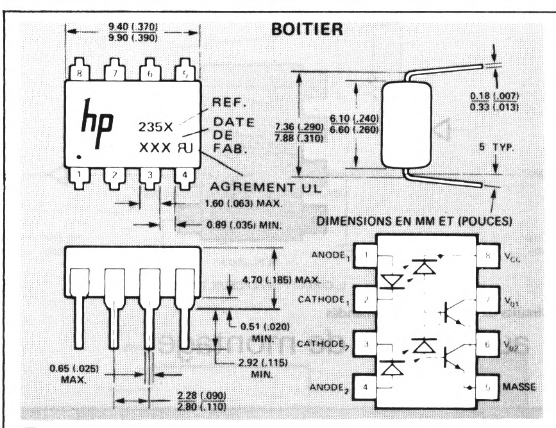


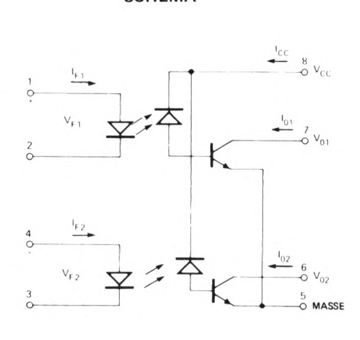
COMPOSANTS

DOUBLES PHOTOCOUPLEURS TRÈS RAPIDES

HCPL-2530
HCPL-2531

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982





Particularités

- **GRANDE VITESSE : 1 Mbit/s**
- **COMPATIBLE TTL**
- **TRES GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN > 1000 V/μs**
- **FAIBLE ENCOMBREMENT**
- **TENSION D'ISOLEMENT 3000 VCC**
- **LARGEUR DE BANDE 3 MHz**
- **SORTIES A COLLECTEUR OUVERT**
- **AGREE UL (N° E5536)**

Description

Les doubles photocoupleurs HCPL-2530/31 sont constitués par deux diodes électroluminescentes et deux photodétecteurs avec un isolement électrique entrée/sortie de 3000 V. L'impédance entre le circuit de polarisation des photodiodes et le circuit collecteur des transistors de sortie améliore la vitesse des centaines de fois par rapport à un isolateur à phototransistor conventionnel en réduisant la capacité base-collecteur.

Le HCPL-2530 peut être utilisé dans les circuits TTL/CMOS, TTO/LSTTL ou les circuits analogiques à bande large.

Le HCPL-2531 dans les circuits TTL/TTL à grande vitesse a un circuit TTL standard fournissant un courant de 16 mA à la DEL et débitera un courant suffisant pour une charge TTL et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ avec 19% minimum de rapport de transfert en courant (CTR).

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . – 55° C à + 100° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée – I_F (par voie) . . . . . 25 mA (1)
Courant crête d'entrée – I_F (par voie) . . . . . . 50 mA (2)
(facteur de forme 50% largeur d'impulsion 1 ms)
Courant d'entrée crête sur transitoires – I_F (par voie) . . . . 1,0 A
(largeur d'impulsion ⩽ 1 μs, 300 impulsions/s)
Tension d'entrée inverse – V_R (par voie) . . . . 5 V
Dissipation à l'entrée (par voie) . . . . 45 mW (3)
Courant moyen en sortie – I_O (par voie) . . . . 8 mA
Courant crête en sortie – I_O (par voie) . . . . 16 mA
Tension d'alimentation et de sortie – V_{CC} (broche 8-5), V_O (broches 7, 6-5) . – 0,5 V à 15 V
Dissipation en sortie (par voie) . . . . 34 mW (4)

Voir notes, page suivante

Applications

LOGIQUES

- **Récepteurs de ligne :** Très grande immunité contre les transitoires (> 1000 V/μs) et faible capacité entrée/sortie (0,6 pF).
- **Isolement des masses des circuits logiques à très grande vitesse :** TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL.
- **Remplacement des transformateurs d'impulsions :** Gain de place et de poids.

ANALOGIQUES

- **Isolement des masses avec signaux analogiques :** Linéarité des photodétecteurs intégrés meilleure que celle des phototransitors.
- **Sensible à la polarité.**
- **Amplificateur analogique isolé :** Le regroupement de deux voies dans un seul boîtier améliore l'équilibre thermique.

Spécifications électriques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Repère HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Taux de transfert en courant	CTR	2530*	5	13		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}5$ V, $V_{CC} = 4{,}5$ V	2	5, 6
		2531**	15	21		%			
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}	2530		0,1	0,5	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 1{,}1$ mA, $V_{CC} = 4{,}5$ V		5
		2531		0,1	0,5	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 2{,}4$ mA, $V_{CC} = 4{,}5$ V		
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}			3	500	nA	$I_F = 0$ mA, $V_O = V_{CC} = 5{,}5$ V	6	5
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}				50	µA	$I_F = 0$ mA, $V_O = V_{CC} = 15$ V		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}			80		µA	$I_{F1} = I_{F2} = 16$ mA, $V_{O1} = V_{O2} =$ ouvert, $V_{CC} = 15$ V		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}			0,05	4	µA	$I_{F1} = I_{F2} = 0$ mA, $V_{O1} = V_{O2} =$ ouvert, $V_{CC} = 15$ V		
Tension directe à l'entrée	V_F			1,5	1,7	V	$I_F = 16$ mA	3	5
Coefficient de température tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			− 1,6		mV/° C	$I_F = 16$ mA		5
Tension d'entrée inverse	V_R		5			V	$I_F = 10$ µA		5
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	f = 1 MHz, $V_F = 0$		5
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	$I_{I\text{-}O}$				1,0	µA	A 45% d'humidité relative, t = 5 s, $V_{I\text{-}O} = 3000$ V CC		7
Résistance d'isolement entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$			10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O} = 500$ V CC		7
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$			0,6		pF	f = 1 MHz		7
Courant de fuite entrée (isolement)	$I_{I\text{-}I}$			0,005		µA	A 45% d'humidité relative, t = 5 s, $V_{I\text{-}I} = 500$ V CC		8
Résistance d'isolement entrée/entrée	$R_{I\text{-}I}$			10^{11}		Ω	$V_{I\text{-}I} = 500$ V CC		8
Capacité entrée/entrée	$C_{I\text{-}I}$			0,25		pF	f = 1 MHz		8

* à $T_A = 25°C$ - Valeur min. 7% - Valeur typique 18%

** à $T_A = 25°C$ - Valeur min. 19% - Valeur typique 24%

Spécification de commutation à $T_A = 25°C$ $V_{CC} = 5$ V, $I_F = 16$ mA

Paramètre	Symbole	Repère HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}	2530		0,3	1,5	µs	$R_L = 4{,}1$ kΩ	5,9	10,11
		2531		0,2	0,8	µs	$R_L = 1{,}9$ kΩ		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}	2530		0,4	1,5	µs	$R_L = 4{,}1$ kΩ	5,9	10,11
		2531		0,3	0,8	µs	$R_L = 1{,}9$ kΩ		
Immunité aux transitoires en mode commun au niveau logique haut en sortie	CM_H	2530		1000		V/µs	$I_F = 0$mA, $R_L = 4{,}1$kΩ, $V_{CM} = 10$Vc-à-c	10	9,10 11
		2531		1000		V/µs	$I_F = 0$mA, $R_L = 1{,}9$kΩ, $V_{CM} = 10$Vc-à-c		
Immunité aux transitoires en mode commun au niveau logique bas en sortie	CM_L	2530		− 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ Vc-à-c, $R_L = 4{,}1$ kΩ	10	9,10 11
		2531		− 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ Vc-à-c, $R_L = 1{,}9$ kΩ		
Largeur de bande	BW			3		MHz	$R_L = 100$ Ω	8	12

Notes :

1. A l'air libre, varie linéairement de 0,8 mA/° C, au-dessus de 70° C
2. A l'air libre, varie linéairement de 1,6 mA/° C, au-dessus de 70° C
3. A l'air libre, varie linéairement de 0,9 mA/° C, au-dessus de 70° C
4. A l'air libre, varie linéairement de 1,0 mA/° C, au-dessus de 70° C
5. Pour chaque voie
6. Le TAUX DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL
7. Optoisolateur considéré comme un système à deux sorties : broches 1, 2, 3, 4 et broches 5, 6, 7, 8 reliées ensemble
8. Mesuré entre les broches 1-2 et 3-4 court-circuitées
9. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2{,}5$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V)
10. La charge de 1,9 kΩ équivaut à celle présentée par un circuit TTL sous 1,6 mA et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ
11. La charge de 4,1 kΩ équivaut à celle présentée par un circuit LSTTL sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 6,1 kΩ
12. Fréquence pour laquelle la tension de sortie alternative est à 3 dB en dessous de l'asymptote en basse fréquence

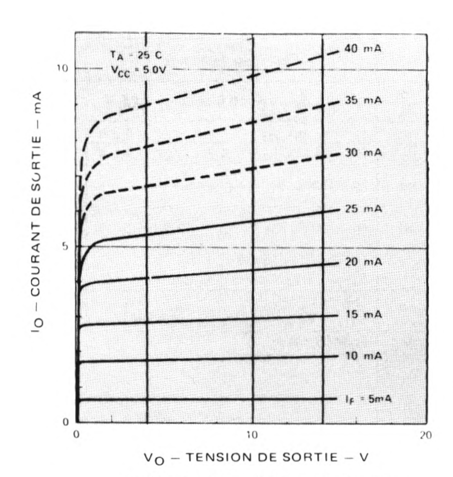


FIGURE 1 – Caractéristique de transfert en courant continu et pulsé

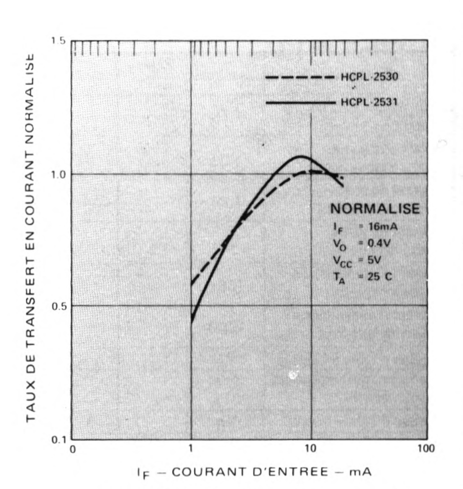


FIGURE 2 – Taux de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

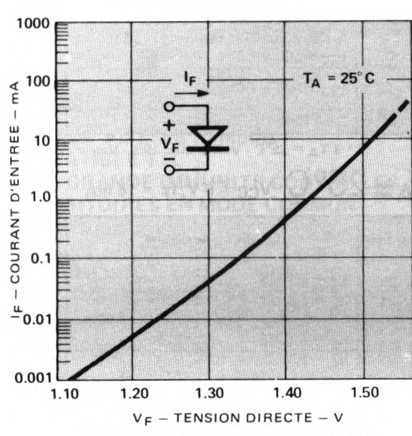


FIGURE 3 – Courant d'entrée en fonction de la tension directe

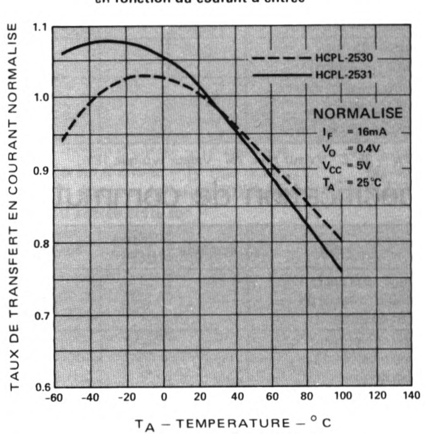


FIGURE 4 – Taux de transfert en courant en fonction de la température

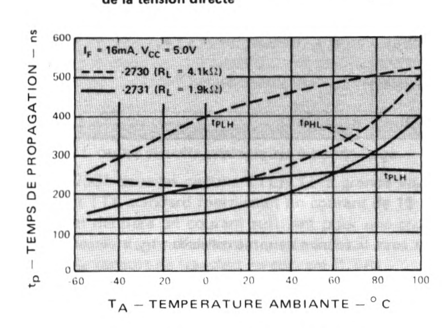


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction de la température

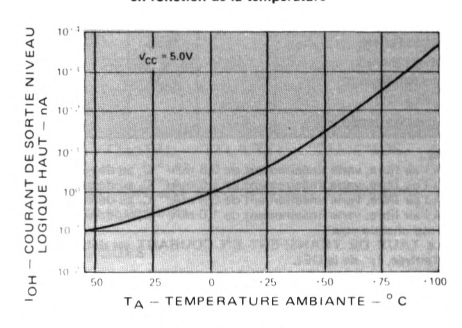


FIGURE 6 – Courant de sortie au niveau logique haut en fonction de la température

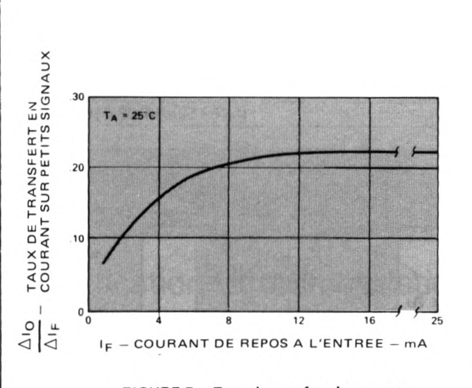


FIGURE 7 — Taux de transfert de courant sur petits signaux en fonction du courant de repos à l'entrée

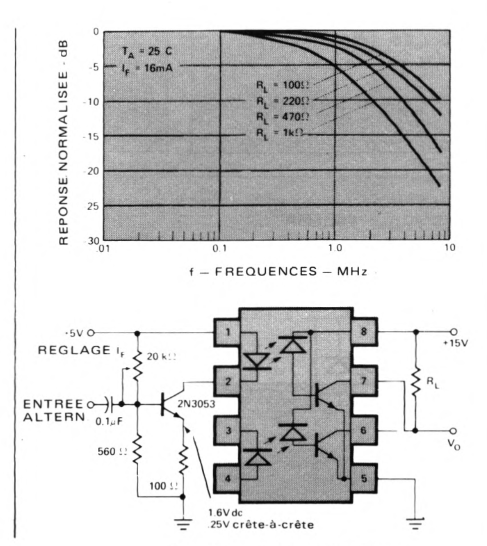


FIGURE 8 — Réponse en fréquence

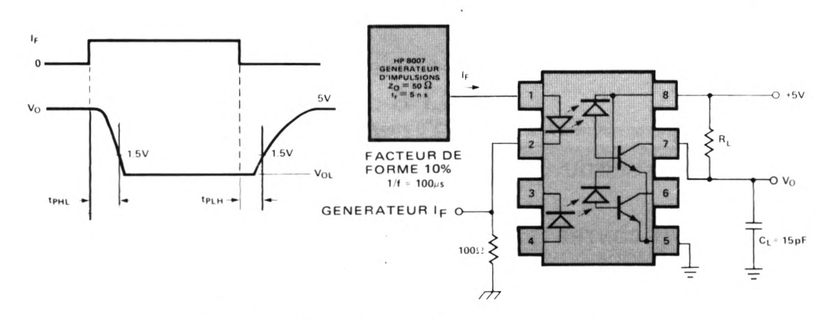


FIGURE 9 — Montage de mesure des temps de commutation

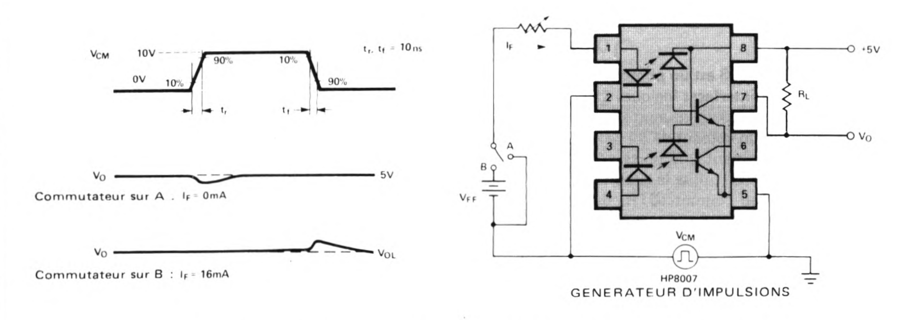
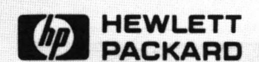


FIGURE 10 — Montage de mesure de l'immunité aux transitoires et formes d'ondes typiques

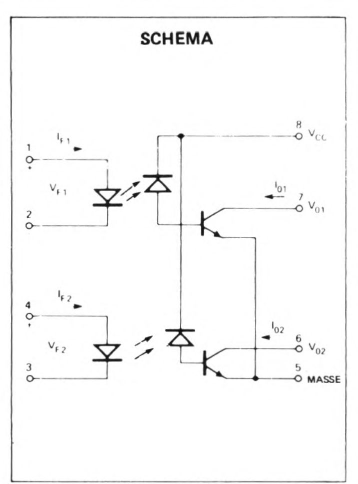


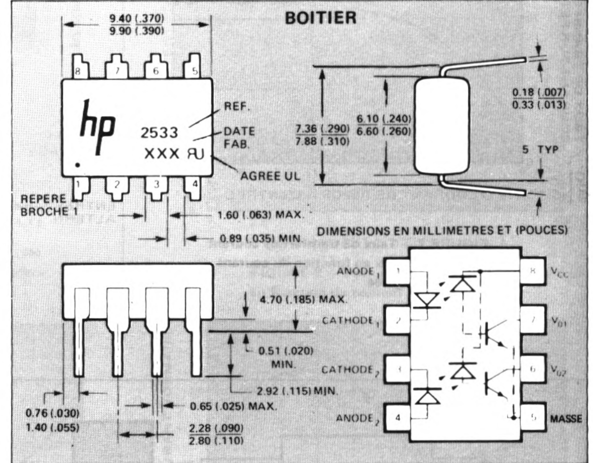
COMPOSANTS

DOUBLE PHOTOCOUPLEUR POUR INTERFACE LOGIQUE

HCPL-2533

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982





Particularités

- **DEBIT DE DONNEES : JUSQU'A 250 k bits/s NRZ**
- **COMPATIBLE LSTTL**
- **GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN > 1000 V/µs**
- **HAUTE DENSITE**
- **TENSION DE REGIME DE TEST 3000 V_{CC}**
- **SORTIE A COLLECTEUR OUVERT**
- **AGREE UL (DOSSIER N° E55361)**

Description

Le photocoupleur HCPL-2533 est un photocoupleur double spécialement destiné aux interfaces logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Le passage d'un courant nominal de 8 mA à travers la DEL fournit un courant de sortie suffisant pour faire fonctionner correctement une porte LSTTL dans le cas le plus défavorable, si l'on utilise le circuit recommandé. Le rapport de transfert en courant (CTR) du HCPL-2533 est de 15% au minimum à $I_F = 8$ mA.

Ce photocoupleur est constitué par deux DEL et deux détecteurs de photons, il supporte une tension de test en régime de 3000 V_{CC} entre entrées et sorties. La séparation entre l'entrée polarisation des photodiodes et les sorties collecteur des transistors réduit les capacités base-collecteur et améliore la vitesse par rapport aux phototransistors conventionnels.

Applications

- **ISOLEMENT DE LA MASSE DE LOGIQUES A GRANDE VITESSE LSTTL-LSTTL OU TTL-LSTTL**

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55°C à + 125°C
Température de fonctionnement . . . . . – 55°C à + 100°C
Température de soudage . . . . 260°C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée – I_F (par voie) . . . . . 25 mA (1)
Courant crête d'entrée – I_F (par voie) . . . . . . 50 mA (2) (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
Courant crête sur transistoires – I_F (par voie) . . . . . . 1 A (largeur d'impulsion ≤ 1 µs, 300 impulsions/s)
Tension d'entrée inverse – V_R (par voie) . . . . 5 V
Puissance dissipée à l'entrée (par voie) . . . . . . 45 mW (3)
Courant de sortie moyen – I_O (par voie) . . . . 8 mA
Courant de sortie crête – I_O (par voie) . . . . 16 mA
Tension d'alimentation et de sortie – V_{CC} (broches 8-5) et V_O (broches 7,6-5) . . . . – 0,5 V à 7 V
Puissance dissipée en sortie . . . . 35 mW (4)

(Notes : voir pages suivantes)

Spécifications électriques LSTTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	15	22		%	$I_F = 8$ mA, $V_O = 0{,}5$ V $V_{CC} = 4{,}5$ V, $T_A = 25$°C	1	5,6
		11	15		%	$I_F = 8$ mA, $V_O = 0{,}5$ V $V_{CC} = 4{,}5$ V		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 8$ mA, $I_O = 0{,}7$ mA $V_{CC} = 4{,}5$ V		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		40		µA	$I_{F1} = I_{F2} = 8$ mA $V_{O1} = V_{O2} =$ ouvert, $V_{CC} = 5{,}5$ V		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 8$ mA, $T_A = 25$°C	2	5
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		− 1,6		mV/°C	$I_F = 8$ mA		5

Spécification de commutation à $T_A = 25$°C

$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 8$ mA, $R_L = 7{,}5$ kΩ, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,8	1,5	µs		4,6	10
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1	2,5	µs		4,6	10
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/µs	$I_F = 0$ mA $V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	9,10
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		− 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	9,10

Spécifications électriques TTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	12	18		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}5$ V $V_{CC} = 4{,}5$ V, $T_A = 25$°C	1	5,6
		9	13		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0{,}5$ V $V_{CC} = 4{,}5$ V		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 16$ mA, $I_O = 1{,}1$ mA $V_{CC} = 4{,}5$ V		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		80		µA	$I_{F1} = I_{F2} = 16$ mA $V_{O1} = V_{O2} =$ ouvert, $V_{CC} = 5{,}5$ V		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 16$ mA, $T_A = 25$°C	2	5
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		− 1,6		mV/°C	$I_F = 16$ mA		5

Spécification de commutation à $T_A = 25$°C

$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 16$ mA, $R_L = 4{,}7$ kΩ, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,3	1,5	µs		4,6	11
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,1	2,5	µs		4,6	11
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/µs	$I_F = 0$ mA $V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	9,11
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		− 1000		V/µs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête	7	9,11

* Valeurs typiques à 25°C

(voir Notes pages suivantes)

Spécifications électriques

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètres	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}		0,5		nA	$T_A = 25°C$, $I_{F1} = I_{F2} = 0$ mA $V_{O1} = V_{O2} = V_{CC} = 5{,}5$ V	5	5
				50	µA	$I_{F1} = I_{F2} = 0$ mA $V_{O1} = V_{O2} = V_{CC} = 5{,}5$ V		5
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}		0,05	4	µA	$I_{F1} = I_{F2} = 0$ mA $V_{O1} = V_{O2}$ = ouvert, $V_{CC} = 5{,}5$ V		
Tension inverse d'entrée	V_R	5			V	$I_F = 10$ µA, $T_A = 25°C$		5
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	f = 1 MHz, $V_F = 0$ V		5
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	$I_{I\text{-}O}$			1	µA	45% d'humidité relative, t = 5 s $V_{I\text{-}O} = 3000$ V_{CC}, $T_A = 25°C$		7
Résistance entrée-sortie	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O} = 500$ V_{CC}		7
Capacité entrée-sortie	$C_{I\text{-}O}$		0,6		pF	f = 1 MHz		7
Courant de fuite entrée-entrée (isolement)	$I_{I\text{-}I}$		0,005		µA	45% d'humidité relative, t = 5 s $V_{I\text{-}I} = 500$ V_{CC}		8
Résistance entrée-entrée	$R_{I\text{-}I}$		10^{11}		Ω	$V_{I\text{-}I} = 500$ V_{CC}		8
Capacité entrée-entrée	$C_{I\text{-}I}$		0,25		pF	f = 1 MHz		8

* Valeurs typiques à 25°C

NOTES :

1. Décroît linéairement de 0,8 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
2. Décroît linéairement de 1,6 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
3. Décroît linéairement de 0,9 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
4. Décroît linéairement de 1 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre.
5. Par voie.
6. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL, en %.
7. Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées.
8. Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et les broches 3 et 4 court-circuitées.
9. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V).
10. La charge de 7,5 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 20 kΩ.
11. La charge de 4,7 kΩ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 8,2 kΩ.

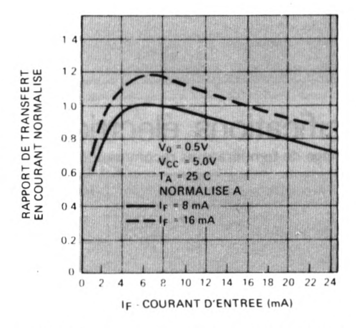


FIGURE 1 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

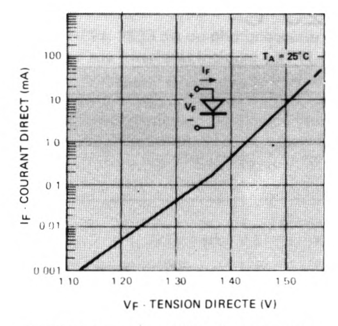


FIGURE 2 — Courant d'entrée en fonction de la tension directe

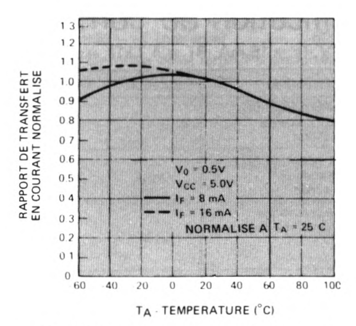


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant en fonction de la température

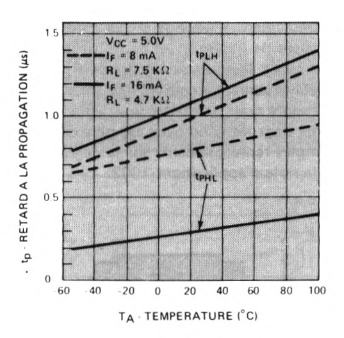


FIGURE 4 — Retard à la propagation en fonction de la température

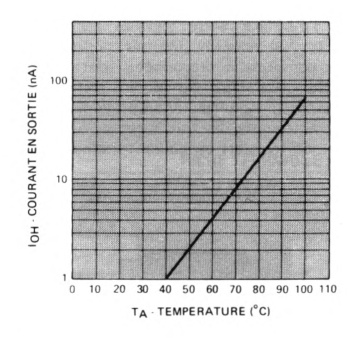


FIGURE 5 — Courant au niveau logique haut en fonction de la température

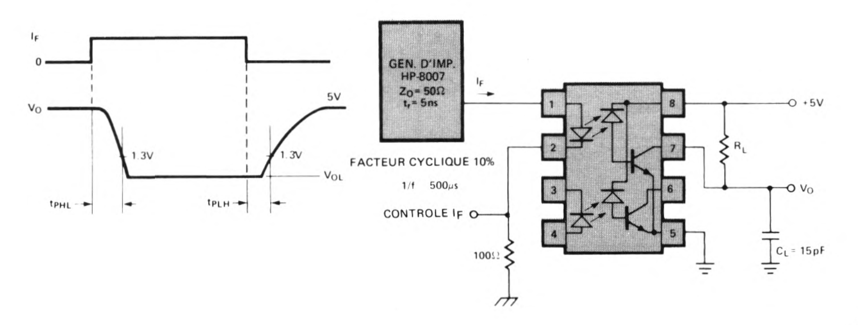


FIGURE 6 — Circuit de mesure en commutation

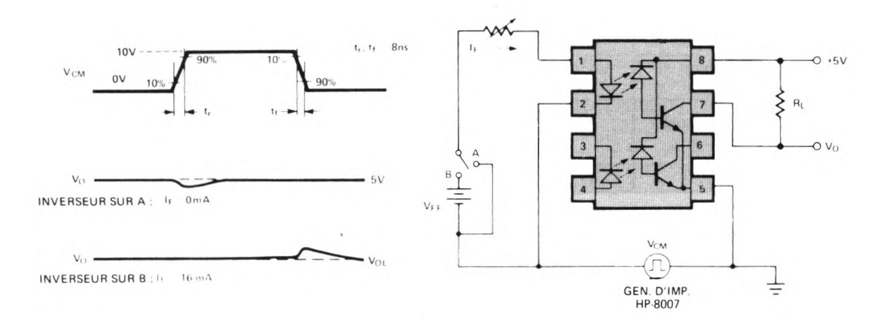
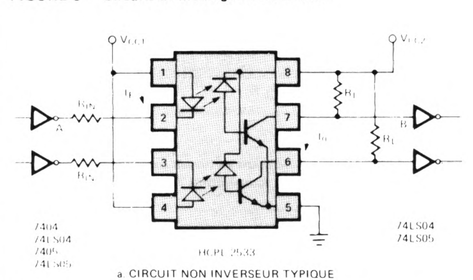


FIGURE 7 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

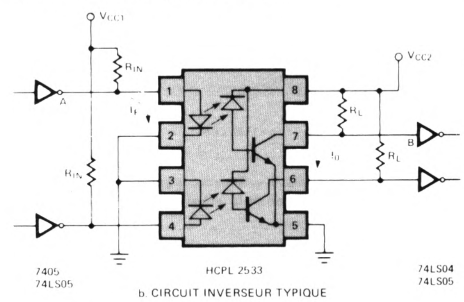
Conditions de fonctionnement recommandées

Le photocoupleur HCPL-2533 est spécialement conçu pour permettre l'interface entre logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Les circuits illustrés ci-dessous, avec les valeurs de composants préconisées, sont ceux que nous recommandons. La valeur du courant d'entrée est donnée à la fois en valeur nominale et en plage de courant : cette dernière tient compte des tolérances sur V_{CC} et sur R_{IN}. Le rapport de transfert en courant indiqué correspond à sa valeur initiale minimale, dans la gamme de température, elle est directement relevée dans les spécifications électriques. La valeur de I_{OL} min. est basée sur la valeur minimale du CTR et de I_F lorsque les valeurs de R_L et de V_{CC} sont les plus défavorables. Le courant I_{OL} min. résultant à une marge suffisante pour permettre une dégradation de 20% du CTR, même dans les conditions les plus défavorables. Pour de plus amples renseignements sur la dégradation du CTR, consulter la note d'applications 1002.

FIGURE 8 — Circuits de montage recommandés



a. CIRCUIT NON INVERSEUR TYPIQUE



b. CIRCUIT INVERSEUR TYPIQUE

Paramètre correspondant aux circuits de montage recommandés

Paramètres	Symbole	LSTTL à LSTTL	TTL à LSTTL	Unité	Commentaires	Fig.	Note
ENTREE							
Tension de sortie en logique basse - Sortie d'entrée	V_{OL} (A)	0,5	0,4	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Entrée	V_{CC1}	5	5	V	± 5%		
Résistance d'entrée	R_{IN}	360	180	Ω	± 5%	8a	
		430	200			8b	
Courant d'entrée	I_F	8	16	mA	Nominal		
Plage du courant d'entrée	I_F	6,75-10	14-20	mA		8a	
			14,5-20			8b	
SORTIE							
Tension de sortie en logique basse - HCPL-2533	V_{OL} (B)	0,5	0,5	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Sortie	V_{CC2}	5	5	V	± 5%		
Résistance de charge	R_L	20	8,2	kΩ	± 5%		13
Débit de courant nécessaire pour avoir une logique basse	I_{OL} max.	0,61	1	mA	V_{CC}, R_L, I_{IL} (B) les plus défavorables		14
Rapport de transfert en courant du HCPL-2533	CTR	11	9	%	Minimum, $T_A = 0°C$ à $+ 70°C$		
Courant de sortie en logique basse - HCLP-2533	I_{OL} min.	0,74	1,26	mA	V_{CC}, CTR, I_F les plus défavorables $T_A = 0°C$ à $+ 70°C$	8a	15
			1,30			8b	
Vitesse des données	f_D	250	250	Kb/s	NRZ, $T_A = 25°C$		16

NOTES :

12. Le circuit inverseur a une consommation supérieure au circuit non inverseur et doit être attaqué par une porte à collecteur ouvert en entrée.
13. La résistance de charge R_L doit avoir une valeur suffisamment grande pour atteindre la logique basse et suffisamment faible pour atteindre la logique haute dans les conditions les plus défavorables :

$$\frac{V_{CC}\,max - V_{OL}}{I_{OL}\,(2533) - I_{IL}\,(B)} \leqslant R_L \leqslant \frac{V_{CC}\,min - V_{IH}\,(B)}{I_{OH}\,(2533) - I_{IH}\,(B)}$$

Le choix de R_L se fait de la façon identique que le circuit soit inverseur ou non.

14. Le débit maximum en courant pour une logique basse est de : $I_{OL}\,max = I_{IL}\,(B)\,max - I_R\,max$
I_R étant le courant dans R_L.
15. Le rapport entre I_{OL} min et I_{OL} max permet le calcul de la marge de dégradation du CTR. Voir note d'applications 1002.
16. Le débit des données se définit de la façon suivante :

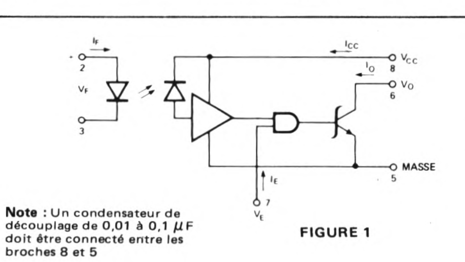
$$f_D = \frac{1}{t_{PHL} + t_{PLH}} \text{ bits/seconde NRZ}$$



PHOTOCOUPLEUR COMPATIBLE LSTTL/TTL

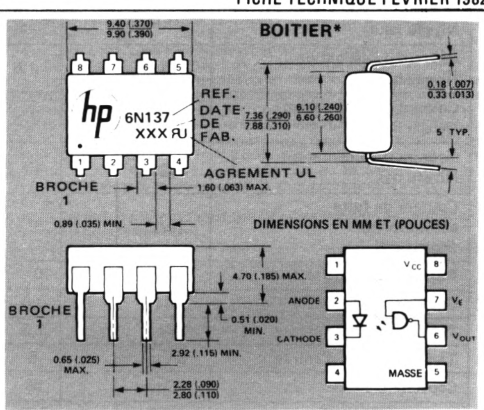
6N137

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Note : Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μF doit être connecté entre les broches 8 et 5

FIGURE 1



Particularités

- COMPATIBLES LSTTL/TTL : ALIMENTATION 5 V
- TRES GRANDE VITESSE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE
- GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURE
- AGREE UL
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}

Description/Applications

Le photocoupleur 6N137 est constitué par une DEL au GaAsP et un détecteur intégré (photodiode) de conception particulière. Le détecteur est suivi d'un amplificateur linéaire à grand gain attaquant un transistor de sortie à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Le circuit est compensé en température (courant et tension).

La conception de cet isolateur permet un isolement maximal continu et alternatif entre entrée et sortie tout en conservant la compatibilité LSTTL/TTL. Les paramètres de fonctionnement de l'isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, et permettent, sous un courant d'entrée minimum de 5 mA, d'obtenir une sortance de 8 (13 mA) sous une tension d'alimentation du détecteur de 5 V_{CC}. Cet isolement et ce couplage sont obtenus avec un temps de propagation de 45 ns. L'entrée validation permet l'échantillonnage du détecteur avec des caractéristiques d'entrée et de sortie compatibles LSTTL/TTL, son temps de propagation est de 25 ns typique.

Le 6N137 peut être utilisé comme interface dans les circuits numériques à grande vitesse qui nécessitent une forte réjection en mode commun, tels que les récepteurs de ligne ou les alimentations flottantes, les moteurs à commande numérique ou tous systèmes de commande de machine. L'élimination du couplage par la masse entre un ordinateur et sa mémoire périphérique, son imprimante, son contrôleur peut être ainsi réalisée avec ce photocoupleur.

La sortie à collecteur ouvert donne la possibilité d'échantillonner, de réaliser des raccordements par bus et des portes -OU câblées.

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas (chaque canal)	I_{FL}	0	250	μA
Courant d'entrée, niveau haut (chaque canal)	I_{FH}	6,3**	15	mA
Tension de validation, niveau haut	V_{EH}	2,0	V_{CC}	V
Tension de validation, niveau bas (sortie niveau haut)	V_{EL}	0	0,8	V
Tension d'alimentation, sortie	V_{CC}	4,5	5,5	V
Sortance	N		8	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	°C

Valeurs limites absolues*

Température de stockage . . . . – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . 0° C à + 70° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct crête à l'entrée . . . 40 mA (durée ⩽ 1 ms)
Courant direct moyen à l'entrée . . . . 20 mA
Tension d'entrée inverse . . . . 5 V
Tension d'entrée validation . . . . 5,5, V
(ne doit pas dépasser la tension V_{CC} de plus de 500 mV)
Tension d'alimentation – V_{CC} . . . . . . 7 V (1 mn maxi.)
Courant en sortie – I_O . . . . 50 mA
Puissance dissipée en sortie . . . . 85 mW
Tension de sortie – V_O . . . . 7 V

** Cette valeur de 6,3 mA permet de conserver une bande de garde minimale de 20% contre la dégradation du rapport de transfert en courant. Le seuil de commutation initial est réglé à 5 mA ou moins.

* Normes JEDEC

Caractéristiques électriques

DANS LA PLAGE DE TEMPERATURE $T_A = 0°$ C A $70°$ C (SAUF MENTION CONTRAIRE)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}*		50	250	μA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_O = 5{,}5$ V; $I_F = 250$ μA, $V_E = 2{,}0$ V	6	
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}*		0,5	0,6	V	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 5$ mA; $V_{EH} = 2{,}0$ V, $I_{OL} = 13$ mA	5	
Courant de validation Niveau haut	I_{EH}		– 1,0		mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_E = 2{,}0$ V		
Courant de validation Niveau bas	I_{EL}*		– 1,6	– 2,0	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_E = 0{,}5$ V		
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}*		7	15	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 0$; $V_E = 0{,}5$ V		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}*		13	18	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 10$ mA; $V_E = 0{,}5$ V		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	$I_{I\text{-}O}$*			1,0	μA	Humidité relative = 45%; $T_A = 25°$ C, t = 5s; $V_{I\text{-}O} = 3000$ V CC		5
Résistance entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$*		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O} = 500$ V, $T_A = 25°$ C		5
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$		0,6		pF	f = 1 MHz, $T_A = 25°$ C		5
Tension directe d'entrée	V_F*		1,5	1,75	V	$I_F = 10$ mA, $T_A = 25°$ C	4	8
Tension inverse d'entrée	BV_R*		5		V	$I_R = 10$ μA, $T_A = 25°$ C		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz		
Rapport de transfert en courant	CTR		700		%	$I_F = 5{,}0$ mA, $R_L = 100$ Ω	2	7

* Normes JEDEC
** Toutes valeurs typiques pour $T_A = 25°$ C et $V_{CC} = 5$ V

Caractéristiques de commutation à $T_A = 25°C$, $V_{CC} = 5V$

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}*		45	75	ns	$R_L = 350$ Ω, $C_L = 15$ pF; $I_F = 7{,}5$ mA	7, 9	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}*		45	75	ns	$R_L = 350$ Ω, $C_L = 15$ pF; $I_F = 7{,}5$ mA	7, 9	2
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t_r, t_f		25		ns	$R_L = 350$ Ω, $C_L = 15$ pF; $I_F = 7{,}5$ mA		
Temps de propagation à la croissance du signal de validation	t_{ELH}		65		ns	$R_L = 350$ Ω, $C_L = 15$ pF; $I_F = 7{,}5$ mA, $V_{EH} = 3{,}0$ V; $V_{EL} = 0{,}5$ V	8	3
Temps de propagation à la décroissance du signal de validation	t_{EHL}		15		ns	$R_L = 350$ Ω, $C_L = 15$ pF; $I_F = 7{,}5$ mA, $V_{EH} = 3{,}0$ V; $V_{EL} = 0{,}5$ V	8	4
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_L		50		V/μs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête; $R_L = 350$ Ω; V_O (min.) = 2 V; $I_F = 0$ mA	11	6
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L		– 150		V/μs	$V_{CM} = 10$ V crête à crête; $R_L = 350$ Ω; V_O (max.) = 0,8 V; $I_F = 7{,}5$ mA	11	6

* Normes JEDEC

Fonctionnement et définitions

Convention logique : Le 5082-4360 est défini en termes de logique positive.

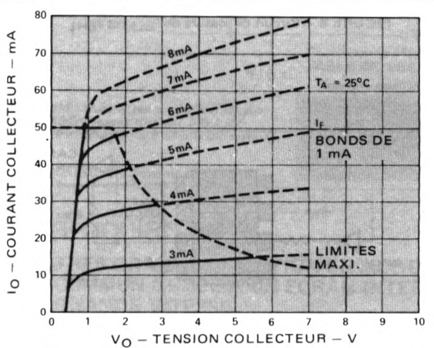
Découplage : Un condensateur de découplage céramique de 0,01 à 0,1 µF doit être connecté entre les broches 8 et 5. Son but est de stabiliser le fonctionnement de l'amplificateur linéaire à grand gain. Sans ce découplage, les caractéristiques de commutation risquent d'être perturbées. La longueur totale des connexions entre le condensateur et le photocoupleur doit être inférieure à 20 mm.

Polarité : Toutes les tensions sont mesurées par rapport à la masse du système (broche 5). Le courant allant vers la sortie est positif.

Entrée validation : Logique «1» pour circuit d'entrée ouvert, il n'est pas nécessaire d'avoir une résistance d'alimentation (Pull-up).

Notes :

1. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front arrière de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V sur le front arrière de l'impulsion de sortie.
2. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front avant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
3. Le temps de propagation t_{ELH} est mesuré entre le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie.
4. Le temps de propagation t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
5. Coupleur considéré comme un système à 2 pôles : mesure réalisée entre broches 2, 3 court-circuitées et broches 5, 6, 7, 8 court-circuitées.
6. L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire $V_0 > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la porte reste à l'état bas (c'est-à-dire $V_0 < 0{,}8$ V).
7. Le rapport de transfert en courant continu est défini comme le rapport entre le courant de sortie et le courant direct à l'entrée en %.
8. A 10 mA, V_F décroît de 1,6 mV/° C en fonction de l'accroissement de la température.



Note : Les courbes en traits interrompus correspondent au fonctionnement en impulsions

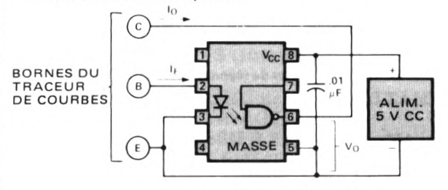


FIGURE 2 – Caractéristiques du circuit collecteur de l'isolateur

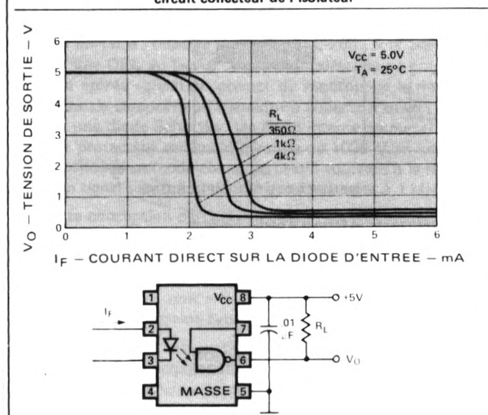


FIGURE 3 – Caractéristiques entrée/sortie

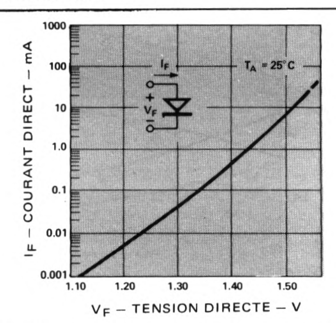


FIGURE 4 – Caractéristiques du circuit de la diode d'entrée

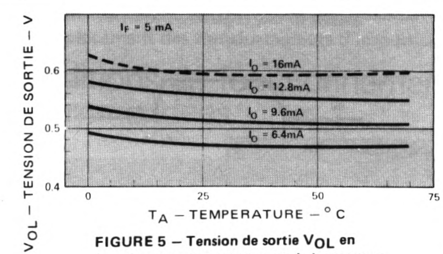


FIGURE 5 – Tension de sortie V_{OL} en fonction de la température et de la sortance

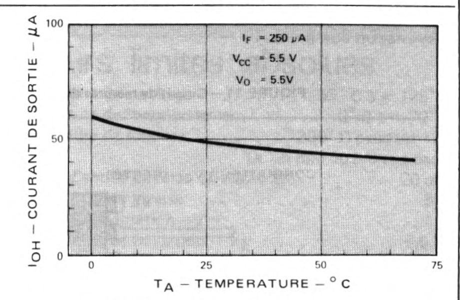


FIGURE 6 – Courant de sortie I_{OH} en fonction de la température (I_F = 250 µA)

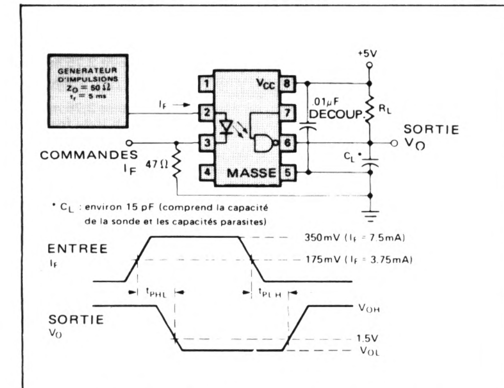


FIGURE 7 – Circuit de mesure de t_{PLH} et t_{PHL}**

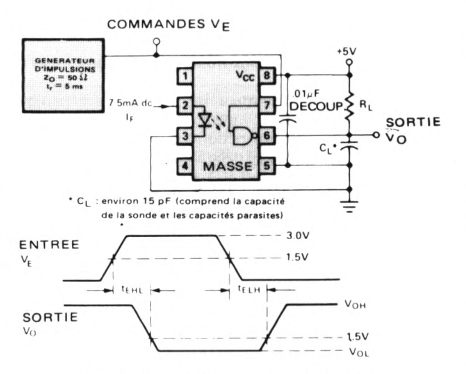


FIGURE 8 – Circuit de mesure de t_{ELH} et t_{EHL}

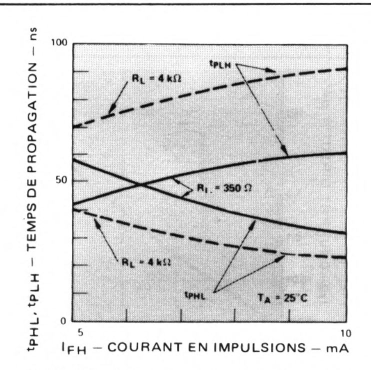


FIGURE 9 – Temps de propagation, t_{PHL} et t_{PLH} en fonction du courant en impulsions à l'entrée

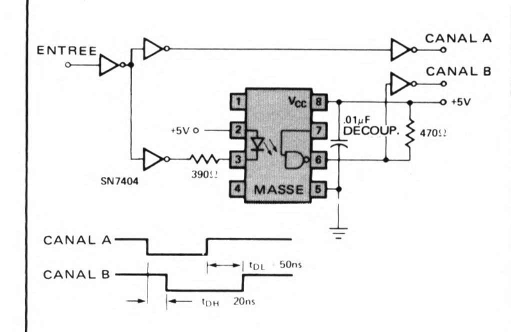


FIGURE 10 – Temps de réponse entre portes TTL

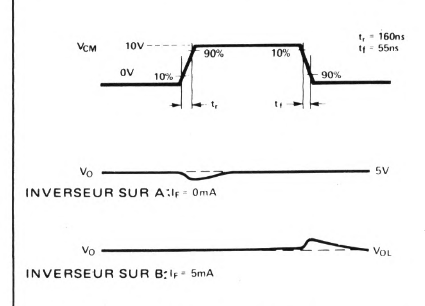


FIGURE 11 – Circuit de mesures de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

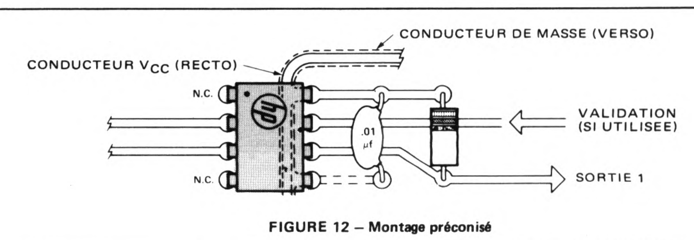


FIGURE 12 – Montage préconisé

** Normes JEDEC



PHOTOCOUPLEUR A GRANDE VITESSE ET FORT TAUX DE RÉJECTION EN MODE COMMUN

HCPL-2601

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

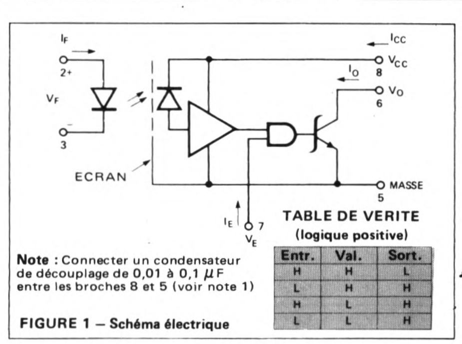
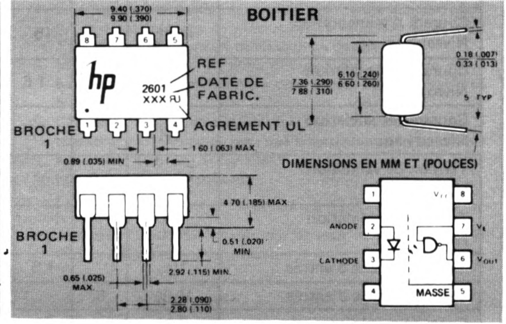


TABLE DE VERITE
(logique positive)

Entr.	Val.	Sort.
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

Note : Connecter un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μF entre les broches 8 et 5 (voir note 1)

FIGURE 1 – Schéma électrique



Particularités

- TRES GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN GRACE A UN ECRAN INTERNE
- GRANDE VITESSE
- IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN : 1000 V/μs MIN GARANTIS
- COMPATIBLES TTL/LSTTL
- FAIBLE COURANT D'ENTREE : 5 mA
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE 0° C ET 70° C
- PORTE DE VALIDATION PERMETTANT L'ECHANTILLONNAGE
- AGREE UL (DOSSIER E55361)
- TENSION D'ISOLEMENT : 3000 V_{CC}

Description

Les portes à couplage optique HCPL-2601 sont constituées par une DEL au GaAsP et un photodétecteur à grand gain. Une entrée validation permet de mulitplexer le détecteur. Sa sortie comporte un transistor à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Un écran interne permet d'obtenir une protection minimale garantie de 1000 V/μs contre les transitoires en mode commun, ce qui équivaut à la réjection d'un signal sinudoïdal de 300 V crête à crête à 1 MHz.

Cette conception particulière permet un isolement maximal alternatif et continu tout en obtenant la compatibilité TTL. Les paramètres, en courant continu, de chaque isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, ce qui leur assure un fonctionnement sans aléa. Cet isolement est atteint avec un temps de propagation typique de 35 ns.

Le HCPL-2601 est particulièrement recommandé comme interface de logique à grande vitesse, comme étage séparateur entrée/sortie, comme récepteur de ligne dans des environnements que des récepteurs de ligne conventionnels ne sauraient supporter, et dans tous les cas où le bruit induit ou de fond est important.

Applications

- Récepteur de ligne isolé
- Transmission de données en simplex ou multiplex
- Interface ordinateur-périphériques
- Interface de systèmes équipés de microprocesseurs
- Isolement numérique pour convertisseurs A/N ou N/A
- Commutation d'alimentations
- Isolement entrée/sortie sur instruments
- Elimination des bouclages par la masse
- Remplacement des transformateurs d'impulsions

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas	I_{FL}	0	250	μA
Courant d'entrée, niveau haut	I_{FH}	6,3*	20	mA
Tension d'alimentation, sortie	V_{CC}	4,5	5,5	V
Tension de validation, niv. haut	V_{EH}	2,0	5,5	V
Tension de validation, niv. bas	V_{EL}	0	0,8	V
Sortance	N		8	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	°C

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . 0° C à + 70° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant d'entrée direct – I_F (Note 2) . . . . 20 mA
Tension d'entrée inverse . . . . 5 V
Tension d'alimentation –V_{CC} . . . . 7 V
Tension d'entrée validation – V_E . . . . 5,5, V (ne doit pas dépasser la tension V_{CC} de plus de 0,5 V)
Courant de sortie collecteur – I_O . . . . 25 mA
Dissipation collecteur . . . . 40 mW
Tension de sortie collecteur – V_O . . . . 7 V

* Cette valeur de 6,3 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant, une bande de garde inférieure à 20%. Le seuil de commutation initial est de 5 mA ou moins

Caractéristiques électriques à $T_A = 0°C$ à $70°C$ (sauf indications contraires)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}		7	250	μA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_O = 5{,}5$ V $I_F = 250$ μA, $V_E = 2{,}0$ V	2	
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}		0,4	0,6	V	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 5$ mA $V_E = 2{,}0$ V, $I_{OL} = 13$ mA	3	
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}		10	15	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 0$ $V_E = 0{,}5$ V		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}		15	18	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 10$ mA $V_E = 0{,}5$ V		
Courant de validation Niveau bas	I_{EL}		– 1,6	– 2,0	mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_E = 0{,}5$ V		
Courant de validation Niveau haut	I_{EH}		– 1,0		mA	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $V_E = 2{,}0$ V		
Tension de validation Niveau haut	V_{EH}	2,0			V			11
Tension de validation Niveau bas	V_{EL}			0,8	V			
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,75	V	$I_F = 10$ mA, $T_A = 25°$ C	4	
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	5			V	$I_R = 10$ μA, $T_A = 25°$ C		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$V_F = 0$, f = 1 MHz		
Coefficient de température de la diode d'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		– 1,6		mV/° C	$I_F = 10$ mA		
Courant de fuite entrée/sortie	$I_{I\text{-}O}$			1	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25°$ C, t = 5 s $V_{I\text{-}O} = 3000$ V CC		3
Résistance entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O} = 500$ V		3
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$		0,6		pF	f = 1 MHz		3

* Toutes valeurs typiques pour $V_{CC} = 5$ V et $T_A = 25°$ C

Caractéristiques de commutation à $T_A = 25°C$, $V_{CC} = 5V$

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		35	75	ns	$R_L = 350\ \Omega$ $C_L = 15$ pF $I_F = 7{,}5$ mA	6	4
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		35	75	ns		6	5
Temps de montée en sortie (10-90%)	t_r		25		ns			
Temps de descente en sortie (90-10%)	t_f		15		ns			
Temps de propagation à la décroissance du signal de validation	t_{ELH}		25		ns	$R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15$ pF $I_F = 7{,}5$ mA, $V_{EH} = 3$ V $V_{EL} = 0$ V	9	6
Temps de propagation à la croissance du signal de validation	t_{EHL}		15		ns	$R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15$ pF $I_F = 7{,}5$ mA, $V_{EH} = 3$ V $V_{EL} = 0$ V	9	7
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H	1000	10000		V/μs	$V_{CM} = 50$ V crête à crête $R_L = 350\ \Omega$ V_O (min.) = 2 V $I_F = 0$ mA	12	8,10
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L	–1000	–10000		V/μs	$V_{CM} = 50$ V crête à crête $R_L = 350\ \Omega$ V_O (max.) = 0,8 V $I_F = 7{,}5$ mA	12	9,10

Notes :

1. Il est nécessaire de découpler l'alimentation de chaque isolateur, par un condensateur disque céramique de 0,01 μF selon le schéma indiqué figure 15. La piste alimentant l'isolateur doit être éloignée des conducteurs transmetant les signaux, sinon, il est nécessaire d'augmenter la valeur de la capacité (jusqu'à 0,1 μF) pour éliminer la réaction à travers l'alimentation.
2. Les circuits écrêteurs peuvent produire des courants transitoires atteignant 50 mA et une durée maximale de 50 ns, à la condition que le courant moyen ne dépasse pas 20 mA.
3. Coupleur considéré comme un système à deux pôles : broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées ainsi que les broches 5, 6, 7 et 8.
4. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front descendant de l'impulsion de sortie.
5. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie.
6. Le temps de propagation t_{ELH} (validation) est mesuré entre le point 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de validation et le poitn 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de sortie.
7. Le temps de propagation t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V sur le front montant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V sur le front montant de l'impulsion de sortie.
8. CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2$ V).
9. CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour que la sortie reste à l'état logique bas (c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0,8$ V).
10. Pour les tensions sinusoïdales,
$\left(\frac{|dV_{CM}|}{dt}\right)_{max} = \pi f_{CM} V_{CM}$ (crête à crête)
11. L'entrée validation au niveau logique haut ne nécessite pas de tension d'alimentation extérieure.

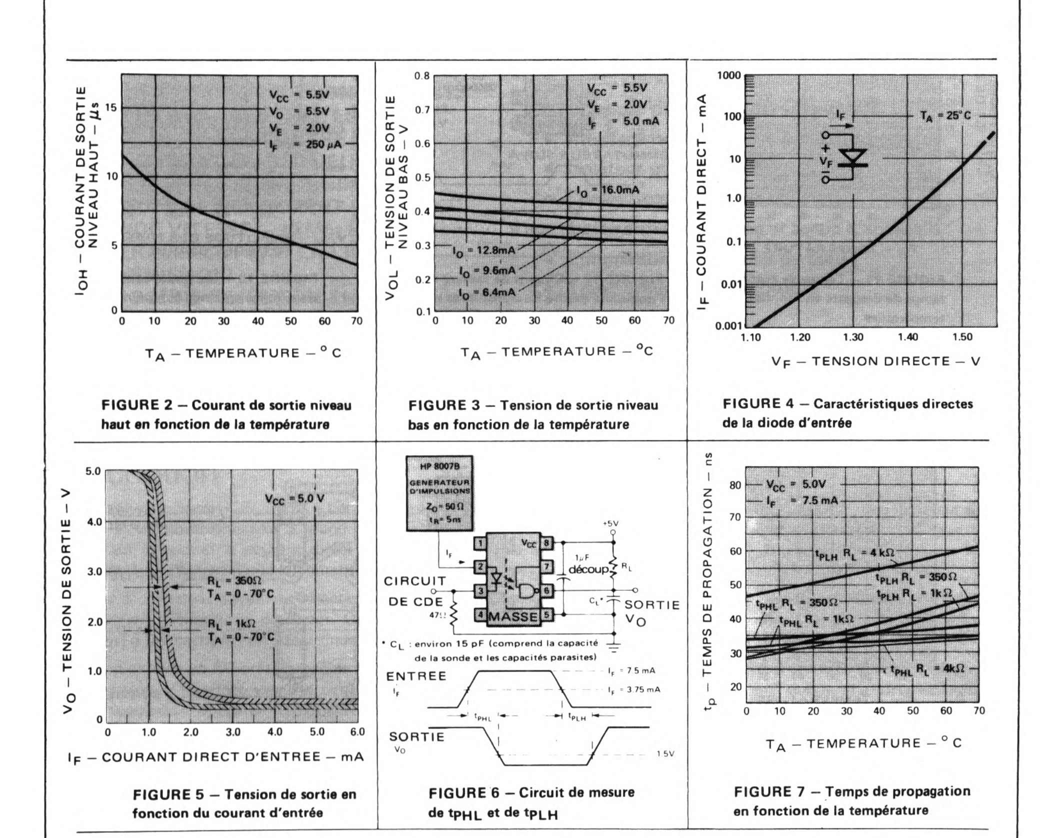


FIGURE 2 – Courant de sortie niveau haut en fonction de la température

FIGURE 3 – Tension de sortie niveau bas en fonction de la température

FIGURE 4 – Caractéristiques directes de la diode d'entrée

FIGURE 5 – Tension de sortie en fonction du courant d'entrée

FIGURE 6 – Circuit de mesure de t_{PHL} et de t_{PLH}

FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la température

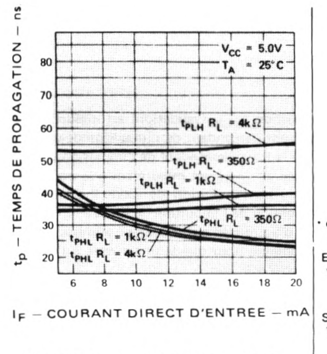


FIGURE 8 – Temps de propagation en fonction du courant d'impulsion d'entrée

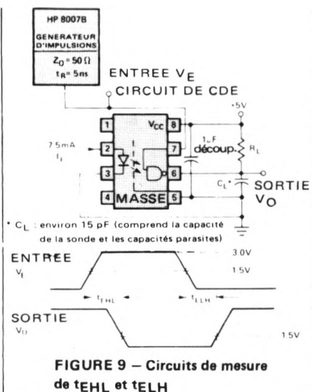


FIGURE 9 – Circuits de mesure de t_{EHL} et t_{ELH}

FIGURE 10 – Temps de propagation de l'impulsion de validation en fonction de la température

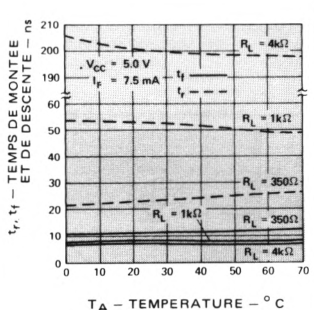


FIGURE 11 – Temps de montée et temps de descente en fonction de la température

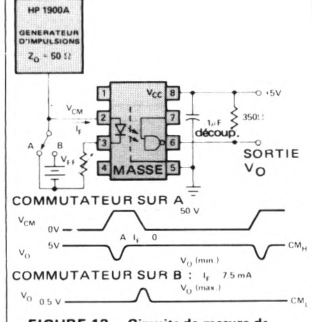


FIGURE 12 – Circuits de mesure de l'immunité contre les transitoires en mode commun et formes d'ondes typiques

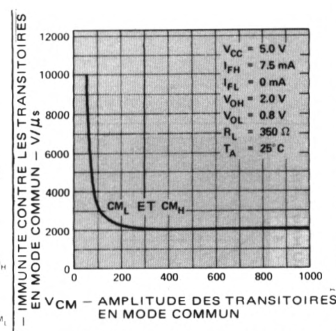


FIGURE 13 – Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de l'amplitude des transitoires

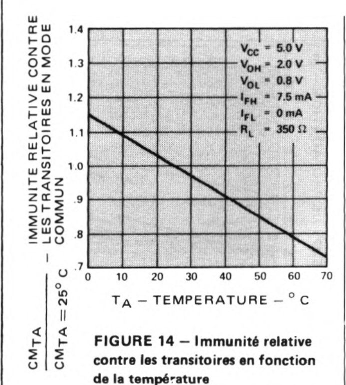
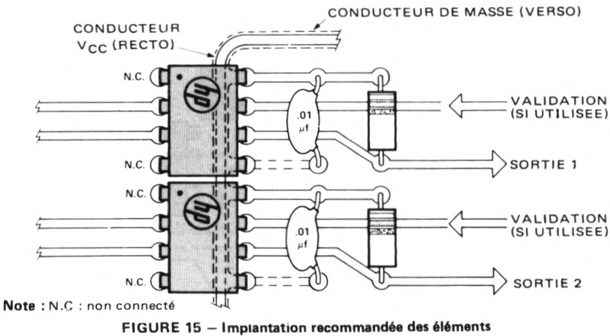


FIGURE 14 – Immunité relative contre les transitoires en fonction de la température



Note : N.C : non connecté

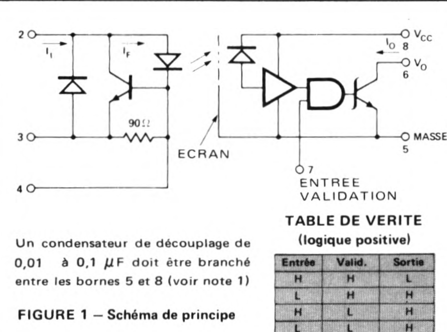
FIGURE 15 – Implantation recommandée des éléments sur le circuit imprimé



PHOTOCOUPLEUR RÉCEPTEUR DE LIGNE A FORT TAUX DE RÉJECTION EN MODE COMMUN

HCPL-2602

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

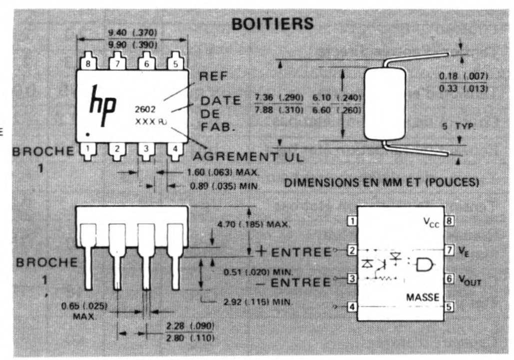


Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μF doit être branché entre les bornes 5 et 8 (voir note 1)

FIGURE 1 – Schéma de principe

TABLE DE VERITE (logique positive)

Entrée	Valid.	Sortie
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H



Particularités

- ADAPTATION DE LIGNE INCORPOREE – PAS DE CIRCUITS COMPLEMENTAIRES
- CONDITIONS D'EXCITATION VARIANT DANS DE GRANDES LIMITES
- BANDE DE GARDE CONTRE LA DEGRADATION DES DEL
- DEL PROTEGEE POUR MINIMISER LA CHUTE DE RENDEMENT
- GRANDE VITESSE – 10 Mbs (LIMITEE GENERALEMENT PAR LA LIGNE DE TRANSMISSION)
- TRES BONNE REJECTION EN MODE COMMUN GRACE AU BLINDAGE INTERNE
- CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE PERMETTANT LE REGLAGE DU COURANT
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 Vcc
- AGREE UL (N° E55361)

Applications

- **Récepteur-isolateur de ligne**
- **Fonctionnement en simplex ou multiplex**
- **Interface ordinateur/périphériques**
- **Interface pour systèmes à microprocesseur**
- **Isolateur pour convertisseurs N/A ou A/N**
- **Convertisseur de courant**
- **Isolement entre entrée et sortie d'appareils**
- **Elimination des boucles de masse**
- **Transformateur d'impulsions**

Description

Le récepteur de ligne HCPL-2602 à couplage optique comporte une diode électroluminescente au GaAsP, un régulateur de courant et un photodétecteur à grand gain. Le régulateur d'entrée sert d'adaptateur de ligne, il permet de stabiliser la tension sur celle-ci et le courant direct de la DEL pour que les performances du circuit ne soient pas perturbées par les réflexions. Le détecteur limite le courant dans la DEL à 8,5 mA; au-delà, il dérive le courant excédentaire.

La sortie à collecteur ouvert du détecteur intégré est constituée par un transistor bouclé par une diode Schottky. Un circuit de validation déclenche le détecteur. Une protection contre les transistoires, en mode commun, garantie à 1000 V/μs, équivalent à la réjection d'un signal sinusoïdal de 300 V crête-à-crête à 1 MHz, est fournie par un écran interne.

Les spécifications en CC correspondent à celles de la logique TTL, elles sont garanties entre 0° C et + 70° C et permettent, sans problème, l'interface avec les circuits logiques numériques. Un courant d'entrée de 5 mA donne une sortance de 8, avec un temps de propagation typique de 45 ns.

Les HCPL-2602 sont particulièrement intéressants comme récepteurs de ligne en milieu perturbé par le bruit ce qui n'est pas possible avec les récepteurs de ligne conventionnels. La tension de seuil élevée des DEL apporte une immunité supplémentaire contre les bruits différentiels. Le blindage interne du détecteur assure l'amélioration de l'amplitude de la réjection en mode commun, sans sacrifier la vitesse sinon très peu.

Spécifications électriques

(dans la gamme de température recommandée T_A = 0° C à + 70° C, sauf mention particulière)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie état haut	I_{OH}		7	250	µA	V_{CC} = 5,5 V, V_O = 5,5 V I_I = 250 µA, V_E = 2,0 V	4	
Niveau de sortie état bas	V_{OL}		0,4	0,6	V	V_{CC} = 5,5 V, I_I = 5 mA V_E = 2,0 V I_{OL} = 13 mA	5	2
Tension d'entrée directe	V_I		2,0	2,4	V	I_I = 5 mA	3	
			2,3	2,7		I_I = 60 mA	3	
Tension d'entrée inverse	V_R		0,75	0,95	V	I_R = 5 mA		
Courant de validation état bas	I_{EL}		– 1,6	– 2,0	mA	V_{CC} = 5,5 V, V_E = 0,5 V		
Courant de validation état haut	I_{EH}		– 1,0		mA	V_{CC} = 5,5 V, V_E = 2,0 V		
Tension de validation état haut	V_{EH}	2,0			V			
Tension de validation état bas	V_{EL}			0,8	V			
Courant d'alimentation état haut	I_{CCH}		10	15	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_I = 0, V_E = 0,5 V		
Courant d'alimentation état bas	I_{CCL}		16	19	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_I = 60 mA V_E = 0,5 V		
Capacité d'entrée	C_{IN}		90		pF	V_I = 0, f = 1 MHz (broches 2-3)		
Courant de fuite d'isolement Entrée/Sortie	$I_{I\text{-}O}$			1	µA	Humidité relative = 45% T_A = 25° C, t = 5 s $V_{I\text{-}O}$ = 3000 V CC		3
Résistance d'isolement E/S	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 V		3
Capacité Entrée/Sortie	$C_{I\text{-}O}$		0,6		pF	f = 1 MHz		3

* Toutes les valeurs typiques sont mesurées à V_{CC} = 5 V et T_A = 25° C

Spécification de commutation (T_A = 25° C, V_{CC} = 5 V)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation Sortie état haut	t_{PLH}		45	75	ns	R_L = 350 Ω C_L = 15 pF I_I = 7,5 mA	6	4
Temps de propagation Sortie état bas	t_{PHL}		45	75	ns		6	5
Temps de montée en sortie (10-90%)	t_r		25		ns			
Temps de descente en sortie (90-10%)	t_r		15		ns			
Temps de réponse au signal de validation V_E état haut à V_E état bas	t_{ELH}		25		ns	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF, I_I = 7,5 mA, V_{EH} = 3 V, V_{EL} = 0 V	10	6
Temps de réponse au signal de validation V_E état bas à V_E état haut	t_{EHL}		15		ns		10	7
Immunité aux transitoires en mode commun Sortie état haut	CM_H	1000	10000		V/µs	V_{CM} = 50 V (crête) V_O (min) = 2 V R_L = 350 Ω, I_I = 0 mA	12	8
Immunité aux transitoires en mode commun Sortie état bas	CM_L	–1000	–10000		V/µs	V_{CM} = 50 V (crête) V_O (max) = 0,8 R_L = 350 Ω, I_I = 7,5 mA	12	9

Conditions de fonctionnement recommandées

	Sym.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée état bas	I_{IL}	0	250	μA
Courant d'entrée état haut	I_{IH}	5	60	mA
Tension d'alimentation sortie	V_{CC}	4,5	5,5	V
Tension de validation état haut	V_{EH}	2,0	V_{CC}	V
Tension de validation état bas	V_{EL}	0	0,8	V
Sortance (TTL)	N		8	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	°C

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . − 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . 0° C à + 70° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct d'entrée − I_I . . . . 60 mA
Courant inverse d'entrée . . . . 60 mA
Tension alimentation − V_{CC} . . . . 7 V (1 mn max.)
Tension d'entrée validation − V_E . . . . 5,5 V
(ne doit pas dépasser V_{CC} de plus de 500 mV)
Courant de sortie collecteur − I_O . . . . 25 mA
Puissance dissipée sortie collecteur . . . . 40 mW
Tension de sortie collecteur − V_O . . . . 7 V
Courant d'entrée, broche 4 . . . . ± 10 mA

Notes :

1. Le découplage de l'alimentation avec un condensateur disque céramique de 0,01 μF, placé le plus près possible de l'optoisolateur, est obligatoire (voir Figure 15). La ligne d'alimentation doit être éloignée des circuits de charges actives; autrement une capacité de plus forte valeur (jusqu'à 0,1 μF) peut être nécessaire pour éliminer les réactions à travers l'alimentation.
2. Le HCPL-2602 a été essayé pour qu'avec un courant I_I minimal de 5 mA l'utilisateur puisse conserver une garde de 20% pour compenser la dégradation de l'intensité lumineuse de la DEL.
3. Dispositif ramené à un dipôle : court-circuiter les bornes 1, 2, 3 et 4 d'une part, et les bornes 5, 6, 7 et 8 d'autre part.
4. t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front arrière de l'impulsion à l'entrée et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion à la sortie.
5. t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front avant de l'impulsion à l'entrée et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion à la sortie.
6. t_{ELH} est mesuré entre le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie.
7. t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
8. CM_H est le taux de croissance maximal admissible de la tension en mode commun pour affirmer que la sortie restera à l'état logique haut (c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2$ V).
9. CM_L est le taux de décroissance maximal admissible de la tension en mode commun pour affirmer que la sortie restera à l'état logique bas (c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0{,}8$ V).
10. Pour les tensions sinusoïdales

$$\left(\frac{|dV_{CM}|}{dt}\right)_{MAX} = \pi f_{CM} V_{CM} \text{ (crête-à-crête)}$$

11. Il n'est pas nécessaire d'appliquer de signal d'excitation à l'entrée validation (borne 7) pour qu'elle soit à l'état haut.

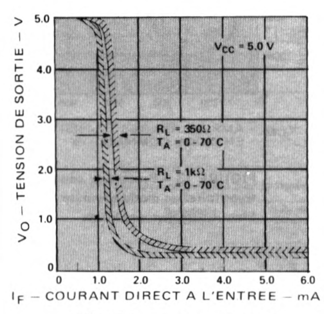


FIGURE 2 − Tension de sortie en fonction du courant d'entrée

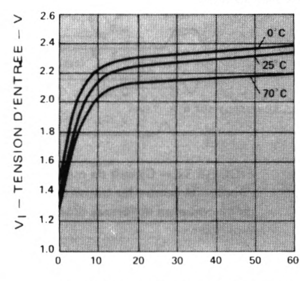


FIGURE 3 − Caractéristiques d'entrée

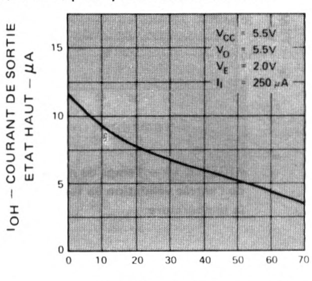


FIGURE 4 − Courant de sortie état haut en fonction de la température

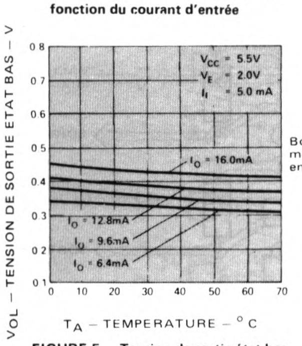
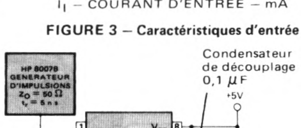


FIGURE 5 − Tension de sortie état bas en fonction de la température



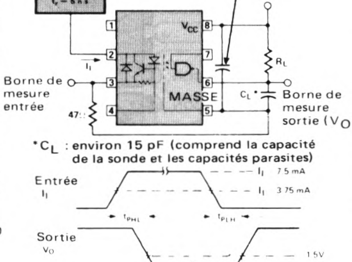


FIGURE 6 − Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH}

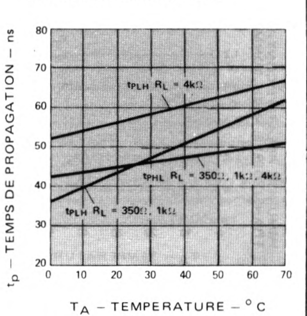


FIGURE 7 − Temps de propagation en fonction de la température

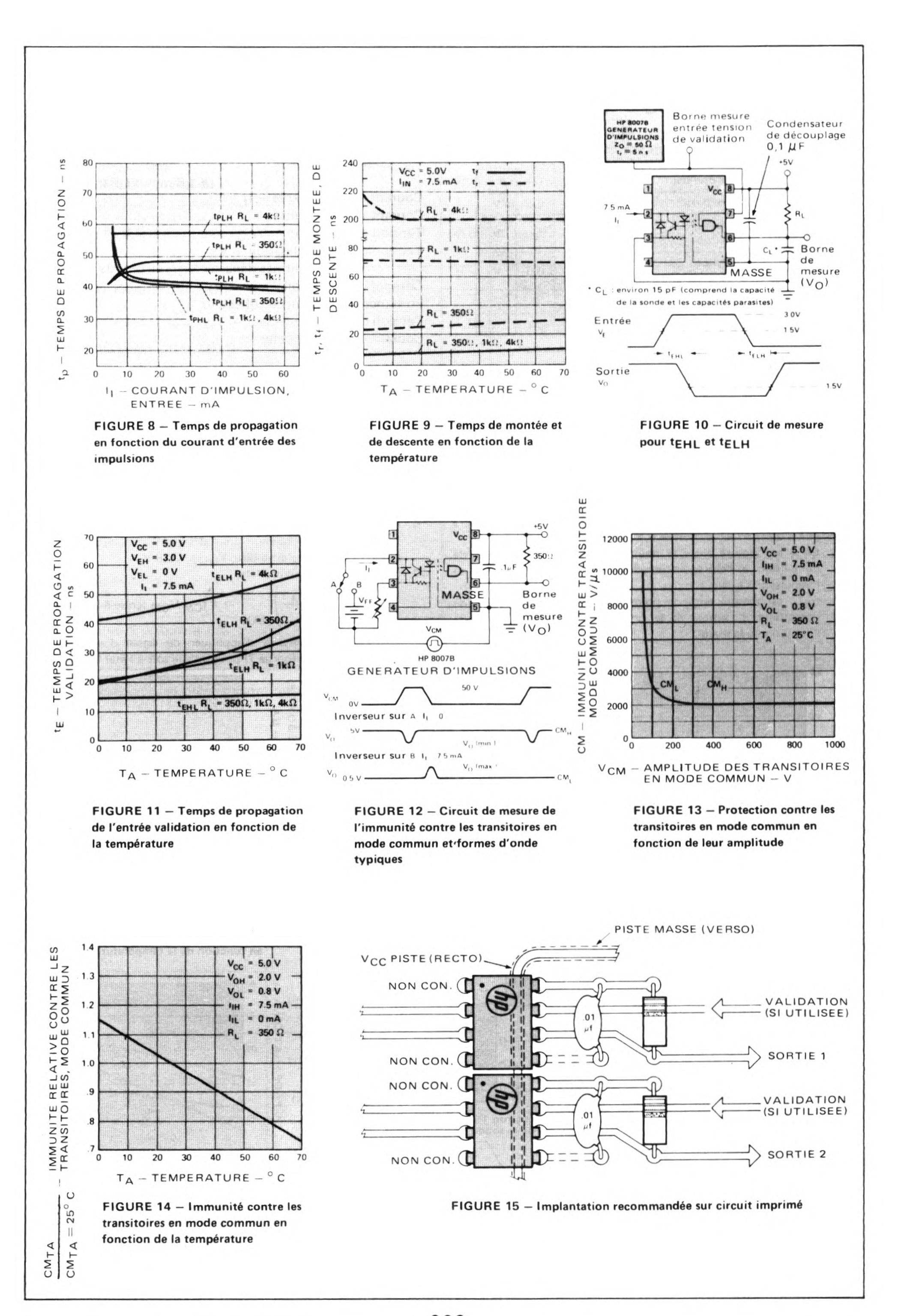


FIGURE 8 — Temps de propagation en fonction du courant d'entrée des impulsions

FIGURE 9 — Temps de montée et de descente en fonction de la température

FIGURE 10 — Circuit de mesure pour t_{EHL} et t_{ELH}

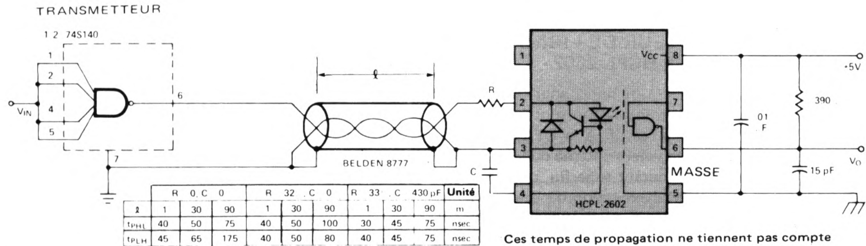
FIGURE 11 — Temps de propagation de l'entrée validation en fonction de la température

FIGURE 12 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires en mode commun et formes d'onde typiques

FIGURE 13 — Protection contre les transitoires en mode commun en fonction de leur amplitude

FIGURE 14 — Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de la température

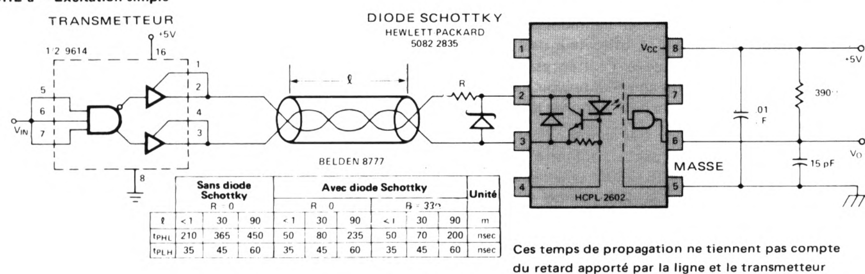
FIGURE 15 — Implantation recommandée sur circuit imprimé



	R = 0, C = 0			R = 32, C = 0			R = 33, C = 430 pF			Unité
ℓ	1	30	90	1	30	90	1	30	90	m
t_{PHL}	40	50	75	40	50	100	30	45	75	nsec
t_{PLH}	45	65	175	40	50	80	40	45	75	nsec

Ces temps de propagation ne tiennent pas compte du retard apporté par la ligne et le transmetteur

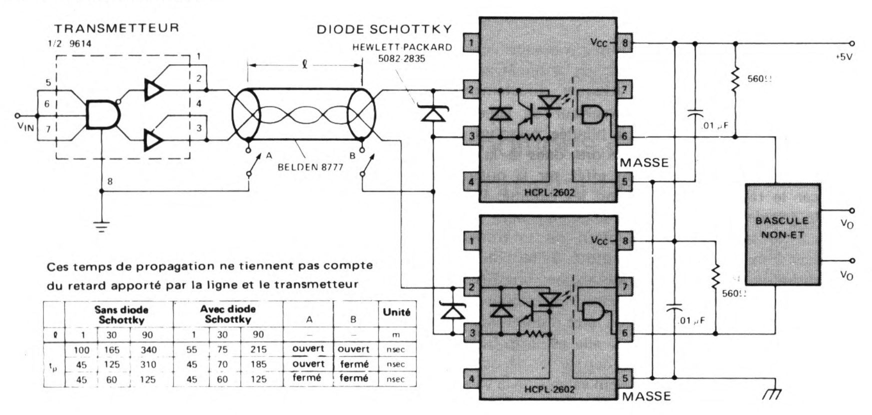
FIGURE a – Excitation simple



	Sans diode Schottky R = 0			Avec diode Schottky R = 0			Avec diode Schottky R = 33			Unité
ℓ	<1	30	90	<1	30	90	<1	30	90	m
t_{PHL}	210	365	450	50	80	235	50	70	200	nsec
t_{PLH}	35	45	60	35	45	60	35	45	60	nsec

Ces temps de propagation ne tiennent pas compte du retard apporté par la ligne et le transmetteur

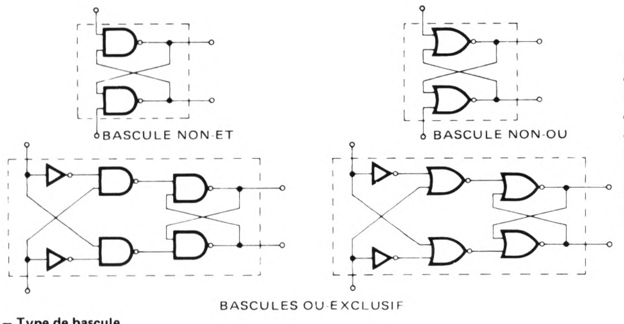
FIGURE b – Excitation différentielle



Ces temps de propagation ne tiennent pas compte du retard apporté par la ligne et le transmetteur

	Sans diode Schottky			Avec diode Schottky			A	B	Unité
ℓ	1	30	90	1	30	90	–	–	m
t_p	100	165	340	55	75	215	ouvert	ouvert	nsec
	45	125	310	45	70	185	ouvert	fermé	nsec
	45	60	125	45	60	125	fermé	fermé	nsec

FIGURE c – Excitation en opposition de phase



Les bascules NON-ET acceptent des états HAUT simultanés sur leurs entrées, les bascules NON-OU des états BAS simultanés sur leurs deux entrées, les bascules OU-EXCLUSIF des états HAUT ou BAS simultanés sur leurs entrées, sans provoquer de changement sur l'une ou l'autre des sorties

FIGURE d – Type de bascule

MONTAGE DU RECEPTEUR DE LIGNE A COUPLAGE OPTIQUE HCPL-2602

Les conditions primordiales à remplir pour coupler un optoisolateur à une ligne de transmission sont : fournir un courant suffisant, mais non excessif, à la DEL et adapter correctement la ligne. Le régulateur interne du HCPL-2602 remplit ces conditions. Le courant superflu, provoqué par des variations des conditions d'excitation de la ligne, telles les variations de longueur, les variations de fonctionnement de l'étage pilote ou les fluctuations de l'alimentation, est shunté par le régulateur. En fait, le courant de la DEL étant stabilisé, le courant de ligne peut être augmenté pour améliorer le débit des données et l'immunité du système au bruit en mode différentiel. L'utilisateur doit noter que le courant maximal admissible à l'entrée est de 60 mA dans ce cas et qu'il peut être amené à prévoir des systèmes de limitation série ou parallèle pour éliminer les surcharges.

La réalisation des circuits est très simple : dans la plupart des cas, la ligne de transmission peut être directement raccordée aux entrées du HCPL-2602, sans résistance série ou parallèle additionnelle. Si l'on utilise une attaque symétrique, il peut être nécessaire d'utiliser soit deux HCPL-2602, soit une diode Schottky extérieure pour optimiser la transmission des données.

EXCITATION SIMPLE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

Les données peuvent être transmises à grande vitesse en utilisant un HCPL-2602 attaqué en assymétrique. La Figure (a) montre comment attaquer directement un HCPL-2602 à partir d'un transmetteur de ligne genre 74S140 et d'une ligne bifilaire blindée ou d'un câble coaxial. Il se produit des réflexions dues à la charge dynamique, mais elles sont sans effet sur la qualité du circuit car le régulateur de tension les élimine. Pour les lignes de grande longueur, t_{PLH} augmente plus vite que t_{PHL}, car le seuil de commutation ne se trouve pas exactement à mi-chemin des asymptotes de tension. Si l'on désire optimiser la vitesse de transmission, une résistance série et un condensateur peuvent être utilisés pour égaliser t_{PLH} et t_{PHL}. Cette capacité doit être d'une valeur aussi grande que possible; cependant, si elle est trop forte, elle peut amener le régulateur à basculer sur les dépassements négatifs du signal d'entrée. Un calcul valable de la valeur de la capacité est donné par la formule suivante : $C \leqslant 16\,t$ où C = capacité en pF et t = intervalle entre les impulsions en ns.

EXCITATION DIFFERENTIELLE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

On peut utiliser un seul HCPL-2602 avec une excitation symétrique (Figure (b)). L'inversion du courant est obtenue par l'intermédiaire du substrat isolant de la diode (relié directement au collecteur). La vitesse de transmission se trouve réduite du fait que le substrat de la diode emmagasine des charges qui peuvent être déplacées, quand le courant s'inverse dans le sens direct. Ceci a pour effet de rallonger t_{PHL}. Cet effet peut être éliminé et la vitesse de transmission notablement augmentée en connectant une diode Schottky à l'entrée du HCPL-2602.

Pour avoir une réjection maximale du bruit ainsi que des retards équilibrés, on peut fermer la ligne sur une adaptation en opposition de phase et connecter une bascule en sortie des récepteurs de lignes. Les résultats obtenus avec un tel montage, les interrupteurs A et B restant ouverts, sont donnés Figure (c). Les entrées des isolateurs sont alors en opposition de phase; cependant, du fait de la tension plus stable avec deux qu'avec un seul HCPL-2602, le courant direct dans le substrat de la diode est beaucoup plus faible et entraîne moins de charge sur la jonction au moment de la commutation.

La réjection en mode commun est nettement améliorée avec B fermé et A ouvert, le temps de propagation légèrement réduit du fait de la capacité répartie de la ligne qui provoque un effet d'écrêtage. Lorsque A et B sont fermés, le blindage sert de retour au courant CC qui évite la polarisation négative du substrat des diodes avec pour corollaire l'optimisation de la vitesse de transmission.

AMELIORATION DE LA REJECTION DU BRUIT

En connectant un circuit logique additionnel à la sortie de chaque HCPL-2602 fonctionnant en opposition de phase, on améliorera à la fois la réjection du bruit et l'équilibrage des temps de propagation.

Une bascule NON-ET donne une réjection infinie en mode commun pour les transitoires à pente négative mais exige que $t_{PHL} > t_{PLH}$ pour fonctionner correctement; il en est de même pour les transitoires à pente positive avec une porte NON-OU avec $t_{PHL} < t_{PLH}$. Une bascule OU-EXCLUSIF a une réjection infinie dans les deux cas ci-dessus, que t_{PHL} soit supérieur ou inférieur à t_{PLH}.

Avec le transmetteur de ligne et la ligne présentée Figure (c), on obtient $t_{PHL} > t_{PLH}$; on utilise donc de préférence les portes NON-ET dans la bascule RS. Une amplitude du signal de commande plus forte ou un schéma différent des circuits peut amener un $t_{PHL} < t_{PLH}$, dans ce cas, on préfère utiliser des portes NON-OU. Si l'on ne sait pas si t_{PHL} est supérieur ou inférieur à t_{PLH} ou si les conditions de commande varient entre les limites de ces conditions, on utilise la bascule OU exclusif de la Figure (d).

RS 232 C

Les transmetteurs de ligne destinés aux RS 232 C fournissent un courant et une tension largement suffisants pour attaquer un HCPL-2602. La plupart des transmetteurs ont des caractéristiques permettant leur raccordement direct au HCPL-2602. Dans les cas de fonctionnement les plus défavorables, il sera cependant nécessaire de dériver le courant pour éviter la surcharge du photocoupleur.



DOUBLE PHOTOCOUPLEUR COMPATIBLE TTL

HCPL-2630

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982

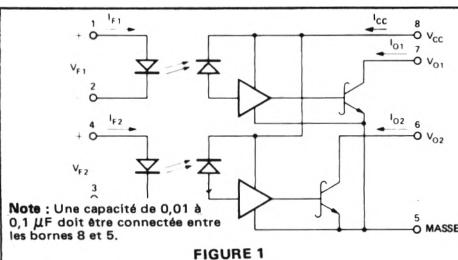
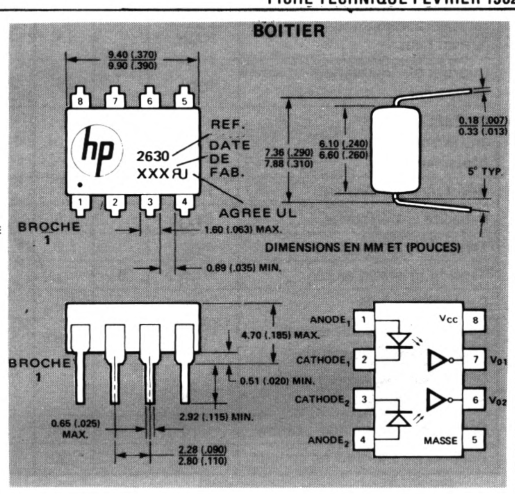


FIGURE 1



Particularités

- FAIBLE ENCOMBREMENT
- COMPATIBLE DTL/TTL : ALIMENTATION 5 V
- TRES GRANDE VITESSE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE
- TRES FORTE REJECTION EN MODE COMMUN
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA GAMME DE TEMPERATURE
- AGREE UL (DOSSIER E55361)
- TENSION D'ISOLEMENT – 3000 Vcc

Description /Applications

Le HCPL-2630 comporte une paire d'inverseurs à couplage optique constitués par une DEL au GaAsP et un détecteur de conception particulière. Les photons sont détectés par une photodiode et amplifiés par un amplificateur linéaire à grand gain attaquant un transitor à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Chaque circuit est compensé en température (courant et tension).

Cette conception particulière permet un isolement maximal continu et alternatif tout en obtenant la compatibilité TTL. Les paramètres en courant continu de chaque isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, ce qui permet avec un courant minimal de 5 mA à l'entrée de chaque canal d'avoir une sortance de 8 (13 mA), le détecteur étant alimenté sous 5 V_{CC}. L'isolement et le couplage sont atteints avec un temps de propagation de 50 ns.

Le HCPL-2630 peut être utilisé dans les cas suivants : applications nécessitant un fort taux de réjection en mode commun (récepteurs de ligne, commandes numériques pour alimentation à tension de sortie flottante, pour moteurs, pour machines). Le HCPL-2630 permet en outre d'éliminer le couplage par la masse entre un ordinateur et une mémoire périphérique, une imprimante, un contrôleur, etc.

La sortie à collecteur ouvert permet le raccordement par bus, l'échantillonnage ou le câblage en porte OU câblée. Dans toutes ces applications, la configuration à double canal permet un câblage haute densité, une plus grande souplesse d'utilisation et un moindre encombrement.

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas, chaque canal	I_{FL}	0	250	μA
Courant d'entrée, niveau haut, chaque canal	I_{FH}	6,3*	15	mA
Tension d'alimentation sortie	V_{CC}	4,5	5,5	V
Sortance pour chaque canal	N		8	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	° C

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . 0° C à + 70° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct crête d'entrée par canal 30 mA (durée ≤ 1 ms)
Courant direct moyen d'entrée par canal . . . . . . 15 mA
Tension d'entrée inverse par canal . . . . 5 V
Tension d'alimentation – V_{CC} . . . . . . 7 V (1 mn maxi.)
Courant de sortie – I_O (par canal) . . . . 16 mA
Tension de sortie – V_O (par canal) . . . . 7 V
Puissance dissipée sur le collecteur . . . . 60 mW

* Cette valeur de 6,3 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant, une bande de garde inférieure à 20%. Le seuil de commutation est au départ de 5 mA ou moins

Spécifications électriques

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}		50	250	µA	V_{CC} = 5,5 V, V_O = 5,5 V I_F = 250 µA		3
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}		0,5	0,6	V	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 5 mA I_{OL} (surcharge) = 13 mA	3	3
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}		14	30	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 0 (pour les deux canaux)		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}		26	36	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 10 mA (pour les deux canaux)		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	$I_{I\text{-}O}$			1,0	µA	Humidité relative = 45% T_A = 25° C, t = 5s $V_{I\text{-}O}$ = 3000 V CC		4
Résistance d'isolement	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 V, T_A = 25° C		4
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$		0,6		pF	f = 1 MHz, T_A = 25° C		4
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,75	V	I_F = 10 mA, T_A = 25° C	4	7,3
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	5			V	I_R = 10 µA, T_A = 25° C		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	V_F = 0, f = 1 MHz		3
Courant de fuite entre deux deux entrées (isolement)	$I_{I\text{-}I}$		0,005		µA	Humidité relative = 45% t = 5 s, $V_{I\text{-}I}$ = 500 V		8
Résistance d'isolement entre les deux entrées	$R_{I\text{-}I}$		10^{11}		Ω	$V_{I\text{-}I}$ = 500 V		8
Capacité entre les deux entrées	$C_{I\text{-}I}$		0,25		pF	f = 1 MHz		8
Rapport de transfert en courant	CTR		700		%	I_F = 5,0 mA, R_L = 100 Ω	2	6

* Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25° C

Spécification de commutation à T_A = 25°C

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		55	75	ns	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF I_F = 7,5 mA	6,7	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		40	75	ns	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF I_F = 7,5 mA	6,7	2
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t_r, t_f		25		ns	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF I_F = 7,5 mA		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H		50		V/µs	V_{CM} = 10 V crête à crête R_L = 350 Ω V_O (min.) = 2 V I_F = 0 mA	9	5
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L		– 150		V/µs	V_{CM} = 10 V crête à crête R_L = 350 Ω V_O (max.) = 0,8 V I_F = 7,5 mA	9	5

Note :
Il est nécessaire de connecter un condensateur de découplage (0,01 µF à 0,1 µ F céramique) entre les bornes 8 et 5. La longueur totale de la connexion entre les sorties du condensateur et les broches de l'isolateur ne doit pas dépasser 20 mm. Le défaut de condensateur risque de perturber les caractéristiques de commutation

Notes :

1. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front descendant de l'impulsion de sortie
2. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie
3. Pour chaque canal
4. Mesuré entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
5. L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front montant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front descendant de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8$ V)
6. Le rapport de transfert en courant continu est défini comme le rapport entre le courant de sortie et le courant direct à l'entrée en %
7. A 10 mA, V_F décroît de 1,6 mV/° C en fonction dé l'accroissement de température
8. Mesuré entre les bornes 1 et 2 d'une part et 3, 4 d'autre part court-circuitées

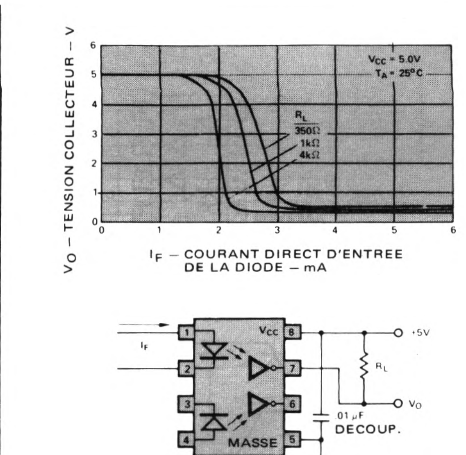
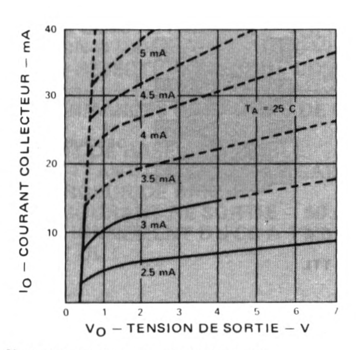


FIGURE 3 – Caractéristiques entrée/sortie



Note : Les courbes en traits interrompus correspondent au fonctionnement en impulsions

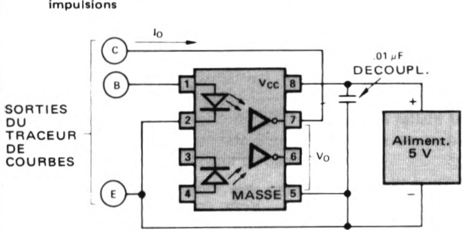


FIGURE 2 – Caractéristiques de transfert de l'isolateur

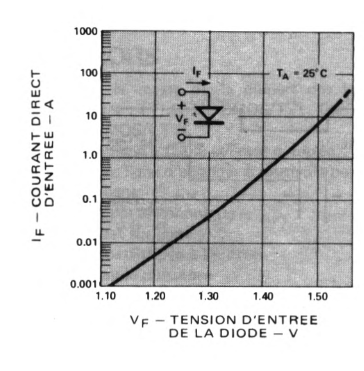


FIGURE 4 – Caractéristiques d'entrée de la diode

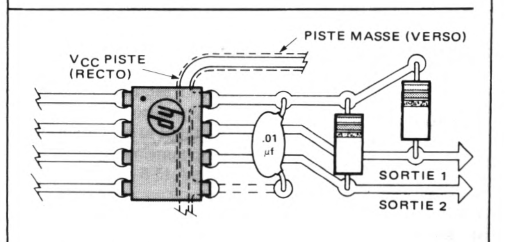


FIGURE 5 – Implantation recommandée sur circuit imprimé

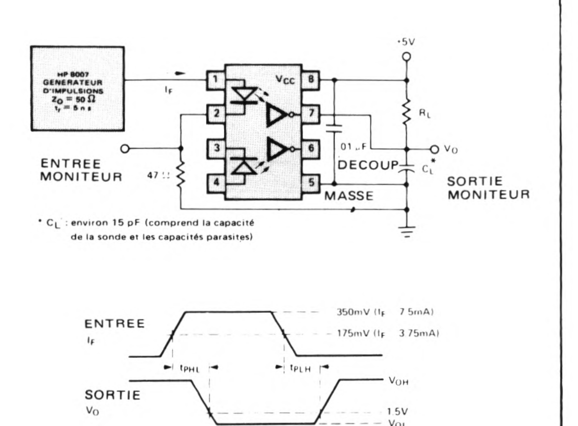


FIGURE 6 – Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH}

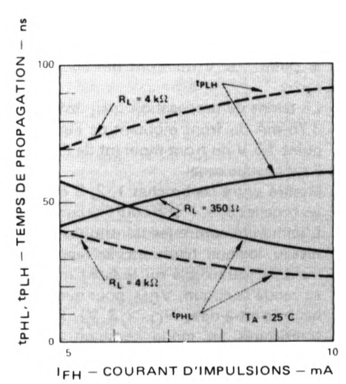


FIGURE 7 – Temps de propagation t_{PLH} et t_{PHL} en fonction du courant d'impulsion

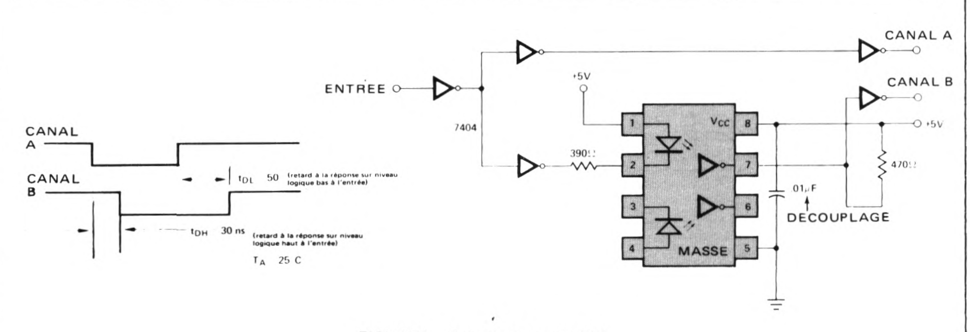


FIGURE 8 – Retard entre portes TTL

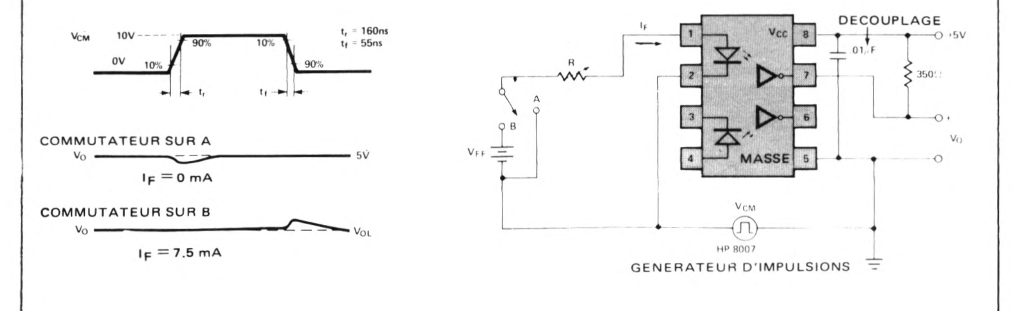


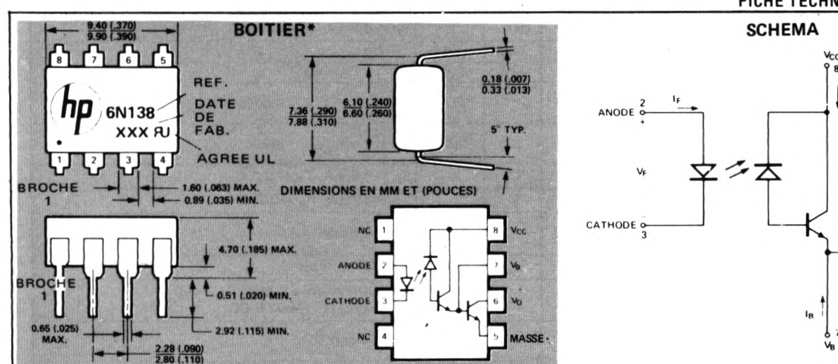
FIGURE 9 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



PHOTOCOUPLEURS A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE ET GRAND GAIN

6N138
6N139

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



SCHEMA

Particularités

- GRAND RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT 800% TYPIQUE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE – 0,5 mA
- SORTIE COMPATIBLE TTL – V_{OL} = 0,1 V
- TENSION D'ISOLEMENT – 3000 V_{CC}
- FORTE REJECTION EN MODE COMMUN – 500 V/µs
- PERFORMANCES GARANTIES DE 0° C à 70° C
- CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE PERMETTANT D'AJUSTER LE GAIN ET LA LARGEUR DE BANDE
- FORT COURANT DE SORTIE – 60 mA
- FONCTIONNEMENT DU CC A 1 Mbit/s
- AGREE UL

Description

Ces isolateurs à grand gain, constitués par une DEL et un détecteur de photon à grand gain, ont une tension d'isolement entrée/sortie de 3000 V CC, une immunité contre les transitoires en mode commun de 500 V/µs et un très grand rapport de transfert en courant entrée/sortie. Des broches différentes pour les circuits de la photodiode et de l'étage de sortie permettant des tensions de saturation compatibles TTL et une très grande vitesse. Le circuit de sortie peut être câblé en darlington classique en reliant les sorties V_{CC} et V_O (broches 8 et 6). La base accessible permet le réglage gain-largeur de bande.

Le 6N139 est prévu pour être utilisé dans les circuits de faible puissance (CMOS-LTTL), son rapport de transfert de 400% est garanti dans la plage 0-70° C sous 0,5 mA de courant de DEL seulement.

Le 6N138 est particulièrement destiné aux circuits TTL. Le rapport de transfert est de 300% minimum dans la plage. 0-70° C pour un courant de DEL de 1,6 mA (sortance 1). Ce rapport permet d'utiliser conjointement une unité logique à l'état haut et une unité logique à l'état bas avec une résistance d'alimentation de 2,2 kΩ.

*Normes JEDEC

Applications

- Isolement de la masse de la plupart des familles de circuits logiques : TTL/TTL, CMOS/TTL, CMOS/CMOS, LTTL/TTL, CMOS/LTTL
- Récepteurs de ligne à faible courant d'entrée
  Ligne longue ou ligne d'abonnés à plusieurs postes
- Récepteur de ligne
- Détecteur d'appel téléphonique
- Indicateur d'état sur ligne
  Faible puissance dissipée à l'entrée
- Systèmes de faible puissance
  Isolement de la masse

Valeurs limites absolues

Température de stockage .... – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement .... 0° C à + 70° C
Température de soudage .... 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant d'entrée moyen – I_F .... 20 mA (1)
Courant d'entrée crête – I_F .... 40 mA (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
Courant d'entrée crête sur transitoires – I_F ..... 1,0 A (largeur d'impulsion ⩽ 1 µs, 300 périodes/s)
Tension d'entrée inverse – V_R .... 5 V
Puissance dissipée à l'entrée .... 35 mW (2)
Courant de sortie – I_O (broche 6) .... 60 mA (3)
Tension inverse émetteur-base (broche 5-7) ...... 0,5 V
Tension d'alimentation et de sortie –
V_{CC} (broche 8-5), V_O (broche 6-5) :
6N138 .... – 0,5 à 7 V
6N139 .... – 0,5 à 18 V
Dissipation de puissance en sortie .... 100 mW (4)

Voir notes, page suivante

Spécifications électriques

(T_A = 0° C à 70° C, sauf spécifications contraires)

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	6N139	400	800		%	I_F = 0,5 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V	3	5, 6
			500	900			I_F = 1,6 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V		
		6N138	300	600		%	I_F = 1,6 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V		
Tension de sortie niveau bas	V_{OL}	6N139		0,1	0,4	V	I_F = 1,6 mA, I_O = 6,4 mA, V_{CC} = 4,5 V	1, 2	6
				0,1	0,4		I_F = 5 mA, I_O = 15 mA, V_{CC} = 4,5 V		
				0,2	0,4		I_F = 12 mA, I_O = 24 mA, V_{CC} = 4,5 V		
		6N138		0,1	0,4	V	I_F = 1,6 mA, I_O = 4,8 mA, V_{CC} = 4,5 V		
Tension de sortie niveau haut	I_{OH}*	6N139		0,05	100	µA	I_F = 0 mA, V_O = V_{CC} = 18 V		6
		6N138		0,1	250	µA	I_F = 0 mA, V_O = V_{CC} = 7 V		
Courant d'alimentation niveau bas	I_{CCL}			0,2		mA	I_F = 1,6 mA, V_O = ouvert, V_{CC} = 5 V		6
Courant d'alimentation niveau haut	I_{CCH}			10		nA	I_F = 0 mA, V_O = ouvert, V_{CC} = 5 V		6
Tension directe d'entrée	V_F*			1,4	1,7	V	I_F = 1,6 mA, T_A = 25° C	4	
Tension inverse à l'entrée	V_{BR}*		5		V		I_R = 10 µA, T_A = 25° C		
Coefficient de température de la tension à l'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			−1,8		mV/° C	I_F = 1,6 mA		
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	f = 1 MHz, V_F = 0		
Courant de fuite entrée-sortie	I_{I-O}*				1,0	µA	Humidité relative = 45%, T_A = 25° C t = 5 s, V_{I-O} = 3000 V CC		7
Résistance d'isolement entrée-sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	V_{I-O} = 500 V CC		7
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}			0,6		pF	f = 1 MHz		7

* Normes JEDEC
** Toutes valeurs typiques pour T_A = 25° C et V_{CC} = 5 V, sauf mentions contraires

Spécifications de commutation

à T_A = 25°C

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}*	6N139		5	25	µs	I_F = 0,5 mA, R_L = 4,7 kΩ	9	6, 8
				0,2	1		I_F = 12 mA, R_L = 270 Ω		
		6N138		1	10	µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}*	6N139		5	60	µs	I_F = 0,5 mA, R_L = 4,7 kΩ	9	6, 8
				1	7		I_F = 12 mA, R_L = 270 Ω		
		6N138		4	35	µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H			500		V/µs	I_F = 0 mA, R_L = 2,2 kΩ, R_{CC} = 0 | V_{cm} | = 10 V crête à crête	10	9, 10
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L			−500		V/µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ, R_{CC} = 0 | V_{cm} | = 10 V crête à crête	10	9, 10

* Normes JEDEC

Notes :

1. Varie linéairement de 0,4 mA/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
2. Varie linéairement de 0,7 mW/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
3. Varie linéairement de 0,7 mA/° C au-dessus de 25° C à l'air libre
4. Varie linéairement de 2 mW/° C au-dessus de 25° C à l'air libre
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN CC est défini comme le rapport entre le courant collecteur, I_O, en sortie et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL en %
6. Broche 7 non connectée
7. Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesure effectuée entres broches 1, 2, 3, 4 et broches 5, 6, 7, 8 court-circuitées
8. Le branchement d'une résistance entre les broches 5 et 7 diminuera le gain et le temps de transition (voir Note d'Application AN 951-1)
9. L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{cm}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{cm}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau bas, est le rapport dV_{cm}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière, V_{cm}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V)
10. Pour les applications où dV/dt risque de dépasser 50000 V/µs (décharges statiques par exemple), une résistance de protection, R_{CC}, doit être ajoutée pour protéger le détecteur contre les pointes de courant pouvant le détruire. Valeur recommandée de cette résistance :

$$R_{CC} \cong \frac{1\ (V)}{0{,}15\ I_F\ (mA)} \quad \text{(en k}\Omega\text{) (voir Fig. 10)}$$

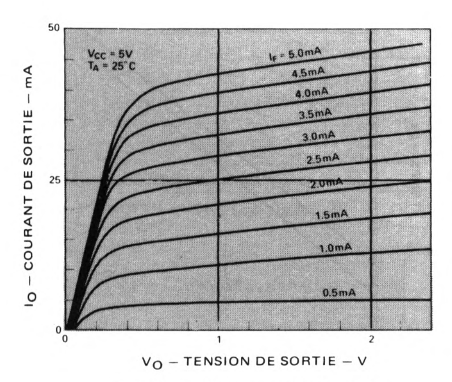


FIGURE 1 — Caractéristiques de transfert en courant continu — 6N139

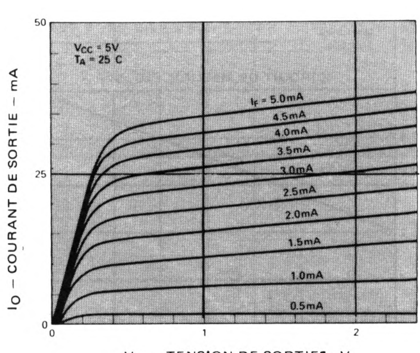


FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert en courant continu — 6N138

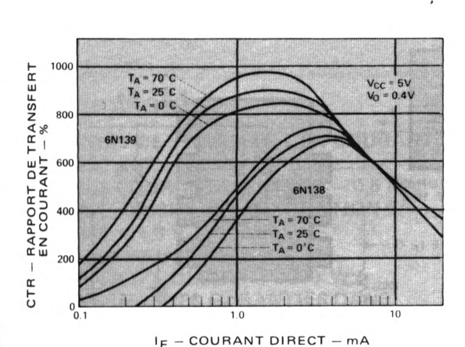


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant direct

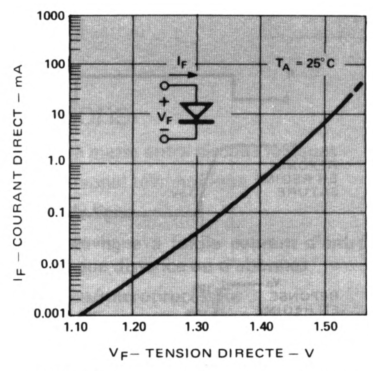


FIGURE 4 — Courant direct de la diode d'entrée en fonction de la tension directe

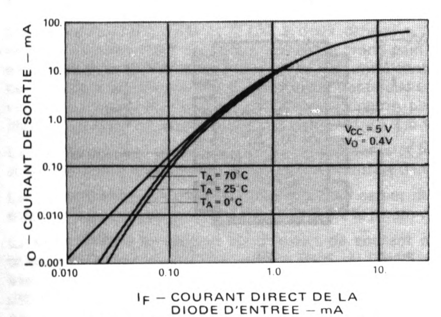


FIGURE 5 — Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée — 6N139

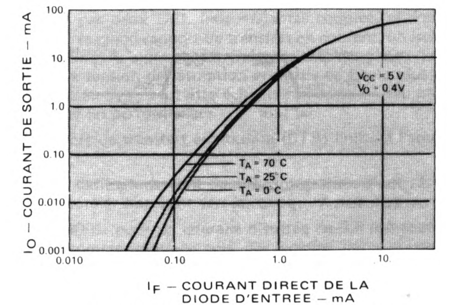


FIGURE 6 — Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée — 6N138

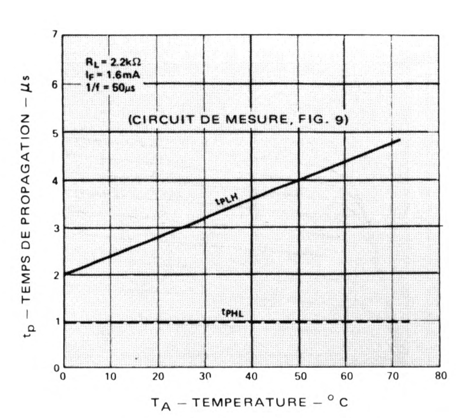


FIGURE 7 — Temps de propagation en fonction de la température

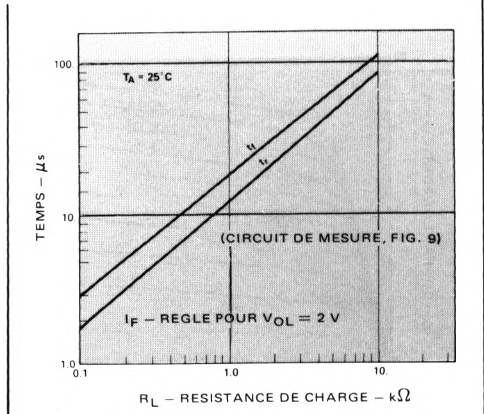


FIGURE 8 — Temps de montée et de descente en régime non saturé en fonction de la résistance de charge

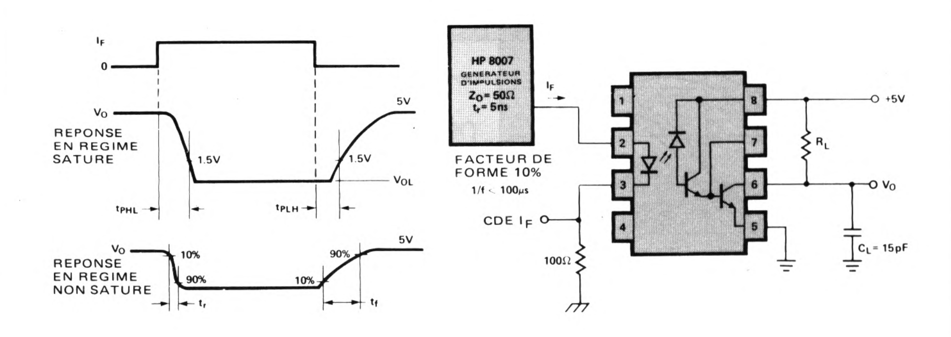


FIGURE 9 — Circuit de mesure en commutation

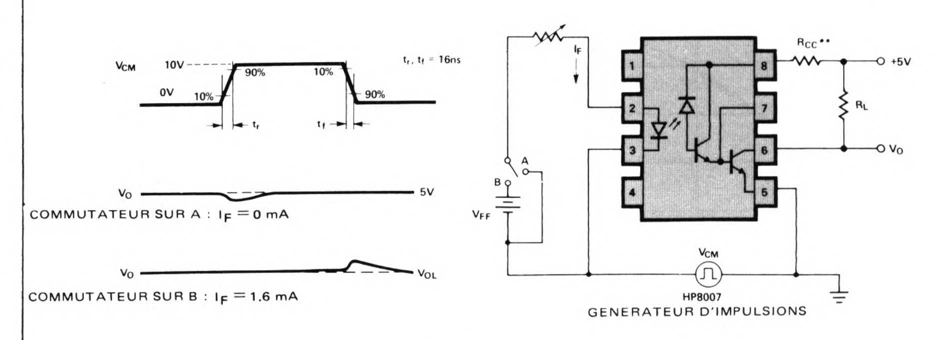


Figure 10 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

* NORMES JEDEC

** VOIR NOTE 10

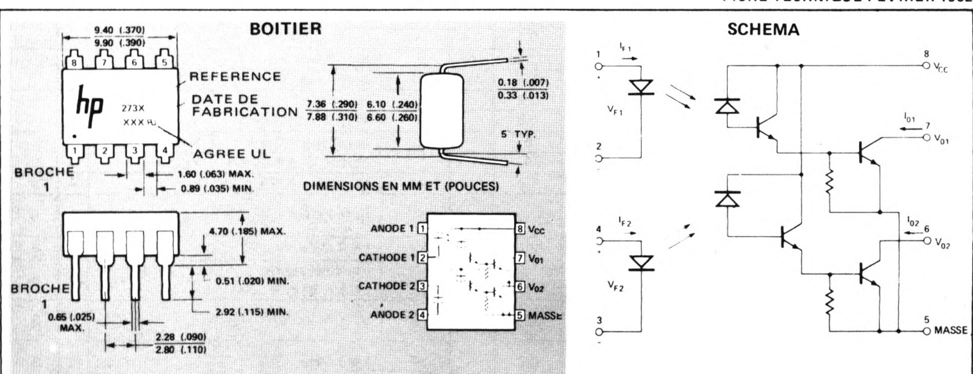


COMPOSANTS

DOUBLES PHOTOCOUPLEURS A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE ET GRAND GAIN

HCPL-2730
HCPL-2731

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT IMPORTANT — 1000% TYPIQUE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE — 0,5 mA
- FAIBLE TENSION DE SATURATION EN SORTIE — 1,0 V TYPIQUE
- BOITIER HAUTE DENSITE
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE 0° C à 70° C
- FORTE REJECTION EN MODE COMMUN
- VITESSE 200 Kbit/s
- SORTANCE ELEVEE
- AGREE UL (DOSSIER N° E55361)

Applications

- Isolement de masse entre circuits logiques
- Détecteur d'appel téléphonique
- Récepteur de ligne
- Récepteur de ligne à faible courant d'entrée — Lignes à longue distance ou d'abonnés
- Isolement bus/microprocesseur
- Détecteur de polarité
- Changement de niveau
- Indicateur d'état sur ligne — Faible puissance dissipée à l'entrée

Description

Les isolateurs HCPL-2730 et -2731 à deux canaux sont constitués par deux DEL indépendantes couplées optiquement chacune à un détecteur de photon intégré à grand gain. Ils ont un très grand rapport de transfert en courant, un isolement entrée/sortie de 3000 V et une très bonne immunité contre les transitoires. L'alimentation indépendante des photo-diodes et des préamplificateurs permet le fonctionnement sous une plus faible tension de saturation en sortie et à une plus grande vitesse de transmission qu'avec un photo-darlington classique. L'entrée V_{CC} peut être échantillonnée au niveau bas pour invalider la sortie. La tension V_{CC} peut descendre à 1,6 V sans affecter les performances.

Le fonctionnement garanti sous de faibles courants et le grand rapport de transfert en courant (CTR) limitent l'amplitude et les effets de la dégradation du rapport de transfert dans le temps.

Les performances remarquables de cet amplificateur du type «split darlington» sont dues à l'intégration d'une résistance émetteur-base qui dérive le courant de fuite de la photo-diode et du premier transistor vers la masse.

Le HCPL-2731 a un rapport de transfert de courant minimal de 400% pour un courant d'entrée de 0,5 mA seulement, ce qui permet son attaque par circuits MOS ou CMOS, de l'utiliser comme interface pour des logiques faible puissance ou avec le système de transmission de données RS232C/V24. Son rapport de transfert en courant et la possibilité de lui faire débiter un fort courant en sortie lui donnent une sortance importante. Sa tension d'alimentation (V_{CC}) et de sortie (V_O) peuvent atteindre 18 V selon les spécifications; son courant résiduel au niveau bas (I_O) est très faible, ce qui garantit sa compatibilité avec les systèmes logiques CMOS haute tension.

Le HCPL-2730 est spécifié pour un courant d'entrée de 1,6 mA et une tension V_{CC} et V_O de 7 V. Son CTR de 300% minimal permet de l'utiliser comme interface TTL/TTL avec seulement 1,6 mA à l'entrée.

Les spécifications importantes, telles que le CTR, le courant résiduel et la tension de saturation en sortie, sont garanties entre 0° C et 70° C pour assurer un fonctionnement sûr.

Spécifications électriques

(dans la plage de température T_A = 0° C à 70° C, sauf mentions contraires)

Paramètre	Symb.	Réf. HCPL-	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	2731	400	1000		%	I_F = 0,5 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V	2	6,7
			500	1100			I_F = 1,6 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V		
		2730	300	1000		%	I_F = 1,6 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V	2	
Tension logique niveau bas	V_{OL}	2731		0,1	0,4	V	I_F = 1,6 mA, I_O = 8 mA, V_{CC} = 4,5 V	1	6
				0,1	0,4		I_F = 5 mA, I_O = 15 mA, V_{CC} = 4,5 V		
				0,2	0,4		I_F = 12 mA, I_O = 24 mA, V_{CC} = 4,5 V		
		2730		0,1	0,4	V	I_F = 1,6 mA, I_O = 4,8 mA, V_{CC} = 4,5 V		
Courant logique niveau haut	I_{OH}	2731		0,005	100	µA	I_F = 0 mA, V_O = V_{CC} = 18 V		6
		2730		0,01	250	µA	I_F = 0 mA, V_O = V_{CC} = 7 V		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}	2731		1,2		mA	I_{F1} = I_{F2} = 1,6 mA, V_{O1} = V_{O2} = ouvert; V_{CC} = 18 V		
		2730		0,9			V_{CC} = 7 V		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}	2731		5		nA	I_{F1} = I_{F2} = 0 mA, V_{O1} = V_{O2} = ouvert; V_{CC} = 18 V		
		2730		4			V_{CC} = 7 V		
Tension directe d'entrée	V_F			1,4	1,7	V	I_F = 1,6 mA, T_A = 25° C	4	6
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			– 1,8		mV/° C	I_F = 1,6 mA		6
Capacité d'entrée	C_{in}			60		pF	f = 1 MHz, V_F = 0		6
Courant de fuite entrée/sortie	$I_{I\text{-}O}$				1,0	µA	Humidité relative 45%, T_A = 25° C t = 5 s, $V_{I\text{-}O}$ = 3000 Vcc		8
Résistance entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$			10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 Vcc		8
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$			0,6		pF	f = 1 MHz		8
Courant de fuite entrée/entrée	$I_{I\text{-}I}$			0,005		µA	45% d'humidité relative, $V_{I\text{-}I}$ = 500 V		9
Résistance entrée/entrée	$R_{I\text{-}I}$			10^{11}		Ω	$V_{I\text{-}I}$ = 500 Vcc		9
Capacité entrée/entrée	$C_{I\text{-}I}$			0,25		pF	f = 1 MHz		9
Tension de claquage inv.	B_{VR}		5			V	I_R = 10 µA, T_A = 25° C		

* Toutes valeurs typiques à T_A = 25° C

Spécification de commutation à T_A = 25°C

Paramètre	Symb.	Réf. HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}	2731		25	100	µs	I_F = 0,5 mA, R_L = 4,7 kΩ	9	
		2730/1		5	20	µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ		
				0,5	2		I_F = 12 mA, R_L = 270 Ω		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}	2731		20	60	µs	I = 0,5 mA, R_L = 4,7 Ω	9	
		2730/1		10	35	µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ		
				1	10		I_F = 12 mA, R_L = 270 Ω		
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM_H			500		V/µs	I_F = 0 mA, R_L = 2,2 kΩ, $\|V_{CM}\|$ = 10 Vc-à-c	10	10,11
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM_L			– 500		V/µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 2,2 kΩ, $\|V_{CM}\|$ = 10 Vc-à-c	10	10,11

Notes :

1. Varie linéairement de 0,5 mA/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
2. Varie linéairement de 0,9 mA/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
3. Varie linéairement de 0,6 mA/° C au-dessus de 35° C à l'air libre
4. La broche 5 doit être au potentiel le plus négatif par rapport au détecteur
5. Varie linéairement de 1,7 mW/° C au-dessus de 35° C à l'air libre. La puissance de sortie correspond à la puissance de sortie sur le collecteur plus la puissance d'alimentation
6. Pour chaque canal
7. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est le rapport entre le courant collecteur en sortie et le courant direct, I_F, traversant la DEL en %
8. Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesures faites entre broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
9. Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et 3 et 4 court-circuitées
10. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V)

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . – 40° C à + 85° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée – I_F (chaque canal) . . . . 20 mA (1)
Courant crête d'entrée – I_F (chaque canal) . . . . 40 mA (facteur de forme 50%, impulsion de 1 ms)
Tension inverse d'entrée – V_R (chaque canal) . . . . 5 V

Puissance dissipée à l'entrée (chaque canal) . . . . 35 mW (2)
Courant de sortie – I_O (chaque canal) . . . . 60 mA (3)
Tension d'alimentation de sortie – V_{CC} (broche 8-5), V_O (broches 7, 6-5) (4) :
HCPL-2730 . . . . – 0,5 à 7 V
HCPL-2731 . . . . – 0,5 à 18 V
Puissance dissipée en sortie (chaque canal) . . . . 100 mW (5)

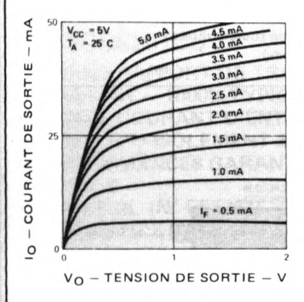


FIGURE 1 – Caractéristiques de transfert en courant continu

FIGURE 2 – Rapport de transfert en courant en fonction du courant direct

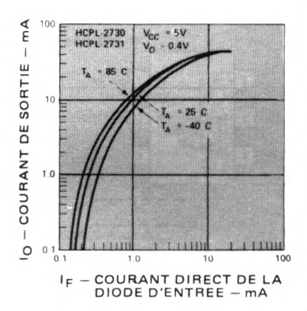


FIGURE 3 – Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée

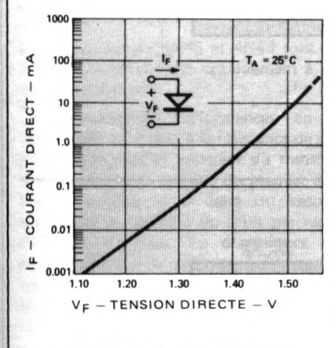
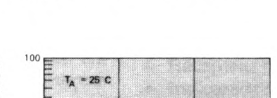


FIGURE 4 – Courant direct de la diode d'entrée en fonction de la tension directe



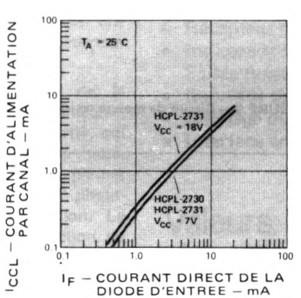


FIGURE 5 – Courant d'alimentation par canal en fonction du courant direct de la diode d'entrée

FIGURE 6 – Temps de propagation à la décroissance en fonction de la période des impulsions

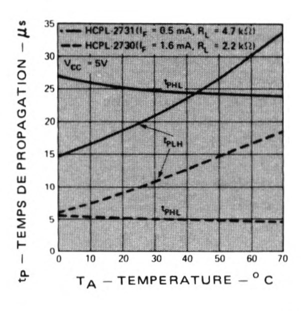


FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la température

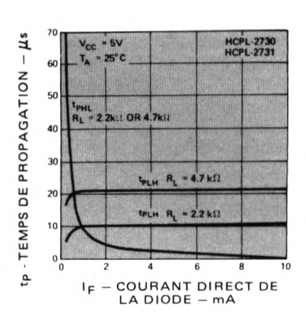
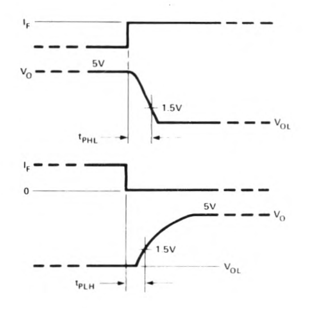


FIGURE 8 – Temps de propagation en fonction du courant direct d'entrée (diode)



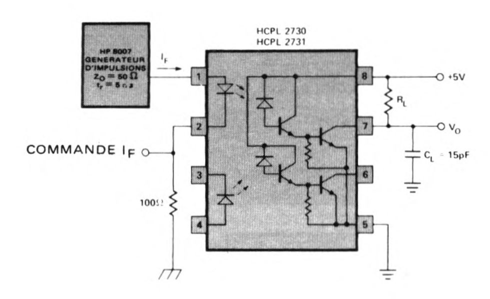
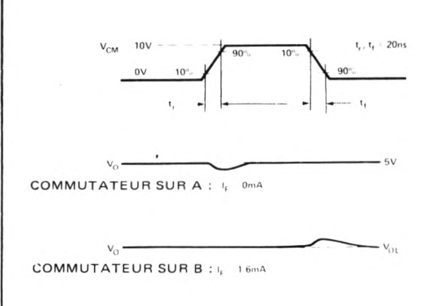


FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation



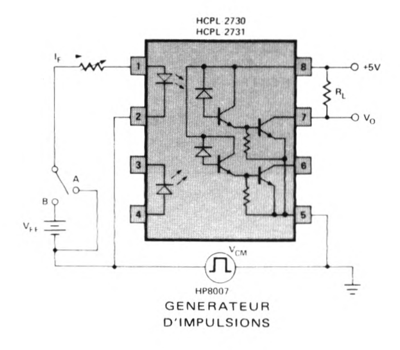


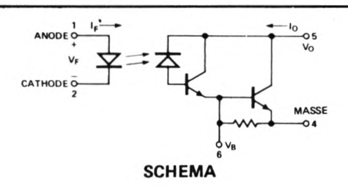
FIGURE 10 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



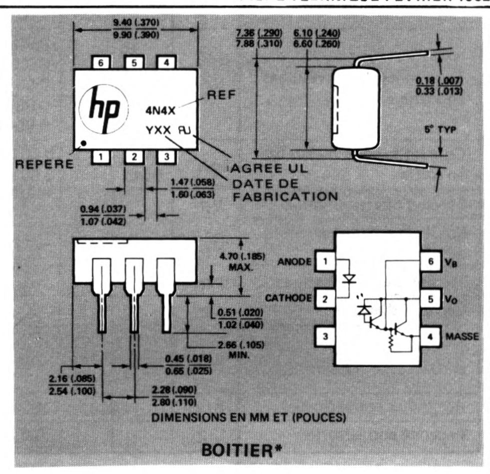
PHOTOCOUPLEURS A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE ET GRAND GAIN

4N45
4N46

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



SCHEMA



BOITIER*

Particularités

- GRAND RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT – 1000% TYPIQUE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE – 0,5 mA
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE 0° C ET 70° C
- AGREE UL (N° E55361)
- RESISTANCE BASE-EMETTEUR INTEGREE REDUISANT LES PERTES EN SORTIE
- SORTIE PERMETTANT D'AJUSTER LE RAPPORT GAIN/BANDE PASSANTE
- TRES FORT TAUX DE REJECTION EN MODE COMMUN

Description

Les optocoupleurs 4N45 et 4N46 sont constitués par une DEL au GaAsP couplée optiquement à un photodétecteur intégré à grand gain.

Leurs excellentes performances en fonction de la température sont dues à la résistance de dérivation intégrée, placée entre base et émetteur du transistor de sortie, qui dévie les courants de fuite du premier étage vers la masse. L'accès possible à la base du second étage permet d'améliorer la rejection du bruit par rapport à un photo-darlington classique, ou d'appliquer une réaction. Le rapport gain/bande passante ou le seuil en fonction du courant d'entrée peuvent être ajustés à l'aide d'une résistance ou d'une capacité branchée sur la sortie correspondant à la base.

Le très grand rapport de transfert en courant, pour de très faibles niveaux d'entrée, permet de réaliser des circuits pour lesquels on peut conserver une marge de sécurité importante pour compenser la dégradation du rapport de transfert dans le temps.

Le photocoupleur 4N46 a un rapport de transfert de 350% pour un courant d'entrée de 0,5 mA seulement : il est parfaitement adapté à l'interface des circuits MOS, CMOS ou logiques à faible puissance. La tension inverse minimale de 20 V que supporte le transistor de sortie et le faible courant de fuite maximal garanti (I_{OH}) sous 18 V le rendent compatible avec les circuits logiques CMOS haute tension.

Le photocoupleur 4N45 a un rapport de transfert de 250% pour 1 mA à l'entrée. Sa tension inverse minimale est de 7 V.

Applications

- **Détecteur d'appel téléphonique**
- **Isolement de la masse en logique numérique**
- **Récepteur de ligne à faible courant d'entrée**
- **Indicateur d'état de la tension sur une ligne Faible puissance dissipée par le circuit d'entrée**
- **Interface circuit logique/relais Reed**
- **Décalage de niveau**
- **Interface entre logiques de différentes familles**

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . –55° C à + 125° C
Température de fonctionnement . . . . –40° C à + 70° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)
Courant d'entrée moyen – I_F . . . . 20 mA (1)
Courant d'entrée crête – I_F . . . . 40 mA
(facteur de forme 50%, impulsions de 1 ms)
Courant crête sur transitoires à l'entrée – I_F . . . . . 1,0 A
(largeur d'impulsion ⩽ 1 µs, 300 mp/s
Tension inverse à l'entrée – V_R . . . . 5 V
Dissipation en puissance à l'entrée . . . . 35 mW (2)
Courant de sortie – I_O (broche 5) . . . . 60 mA (3)
Tension inverse base-émetteur (broches 4-6) . . . . . 0,5 V
Tension de sortie – V_O (broches 5-4) :
4N45 . . . . –0,5 à 7 V
4N46 . . . . –0,5 à 20 V
Dissipation de puissance en sortie . . . . 100 mW (4)

* Normes JEDEC

Voir notes, page suivante

Spécifications électriques

(pour la gamme de température T_A = 0° C à 70° C, sauf mention contraire)

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	4N46	350	1500		%	I_F = 0,5 mA, V_O = 1,0 V	4	5, 6
			500	1500			I_F = 1,0 mA, V_O = 1,0 V		
			200	600			I_F = 10 mA, V_O = 1,2 V		
		4N45	250	1200		%	I_F = 1,0 mA, V_O = 1,0 V		
			200	500			I_F = 10 mA, V_O = 1,2 V		
Tension logique niveau bas en sortie	V_{OL}	4N46		0,90	1,0	V	I_F = 0,5 mA, I_{OL} = 1,75 mA		6
				0,92	1,0		I_F = 1,0 mA, I_{OL} = 5,0 mA		
				0,95	1,2		I_F = 10 mA, I_{OL} = 20 mA		
		4N45		0,90	1,0	V	I_F = 1,0 mA, I_{OL} = 2,5 mA		
				0,95	1,2		I_F = 10 mA, I_{OL} = 20 mA		
Courant logique niveau haut en sortie	I_{OH}*	4N46		0,001	100	µA	I_F = 0 mA, V_O = 18 V		6
		4N45		0,001	250	µA	I_F = 0 mA, V_O = 5 V		
Tension directe d'entrée	V_F*			1,4	1,7	V	I_F = 1,0 mA, T_A = 25° C	1	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			– 1,8		mV/° C	I_F = 1,0 mA		
Tension inverse à l'entrée	BV_R*		5			V	I_R = 10 µA, T_A = 25° C		
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	f = 1 MHz, V_F = 0		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	$I_{I\text{-}O}$*				1,0	µA	Humidité relative 45%, T_A = 25° C, t = 5 s, $V_{I\text{-}O}$ = 3000 V CC		7
Résistance entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$			10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 V CC		7
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$			0,6		pF	f = 1 MHz		7

Spécification de commutation à T_A = 25°C

Paramètre	Symb.	Min.	Typ**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		80		µs	I_F = 1,0 mA, R_L = 10 kΩ	8	6, 8
	t_{PHL}*		5	50	µs	I_F = 10 mA, R_L = 220 Ω		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1500		µs	I_F = 1,0 mA, R_L = 10 kΩ	8	6, 8
	t_{PLH}*		150	500	µs	I_F = 10 mA, R_L = 220 Ω		
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		500		V/µs	I_F = 0 mA, R_L = 10 kΩ, $\mid V_{cm} \mid$ = 10 V c-à-c	9	9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		– 500		V/µs	I_F = 1,0 mA, R_L = 10 kΩ, $\mid V_{cm} \mid$ = 10 V c-à-c	9	9

* Normes JEDEC

** Toutes valeurs typiques pour T_A = 25° C, sauf mentions contraires

Notes :

1. Varie linéairement de 0,4 mA/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
2. Varie linéairement de 0,7 mW/° C au-dessus de 50° C à l'air libre
3. Varie linéairement de 0,8 mA/° C au-dessus de 25° C à l'air libre
4. Varie linéairement de 1,5 mW/° C au-dessus de 25° C à l'air libre
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN CC est défini comme le rapport entre le courant collecteur, I_O, en sortie et le courant direct d'entrée, I_F, de la DEL, en %
6. Broche 6 non connectée
7. Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesures faites entre broches 1, 2, 3 et 4, 5, 6 court-circuitées
8. Le branchement d'une résistance entre les broches 4 et 6 diminuera le gain et le temps de transition (voir Figures 10 et 12)
9. L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{cm}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{cm}, pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2,5$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{cm}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{cm}, pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8$ V)

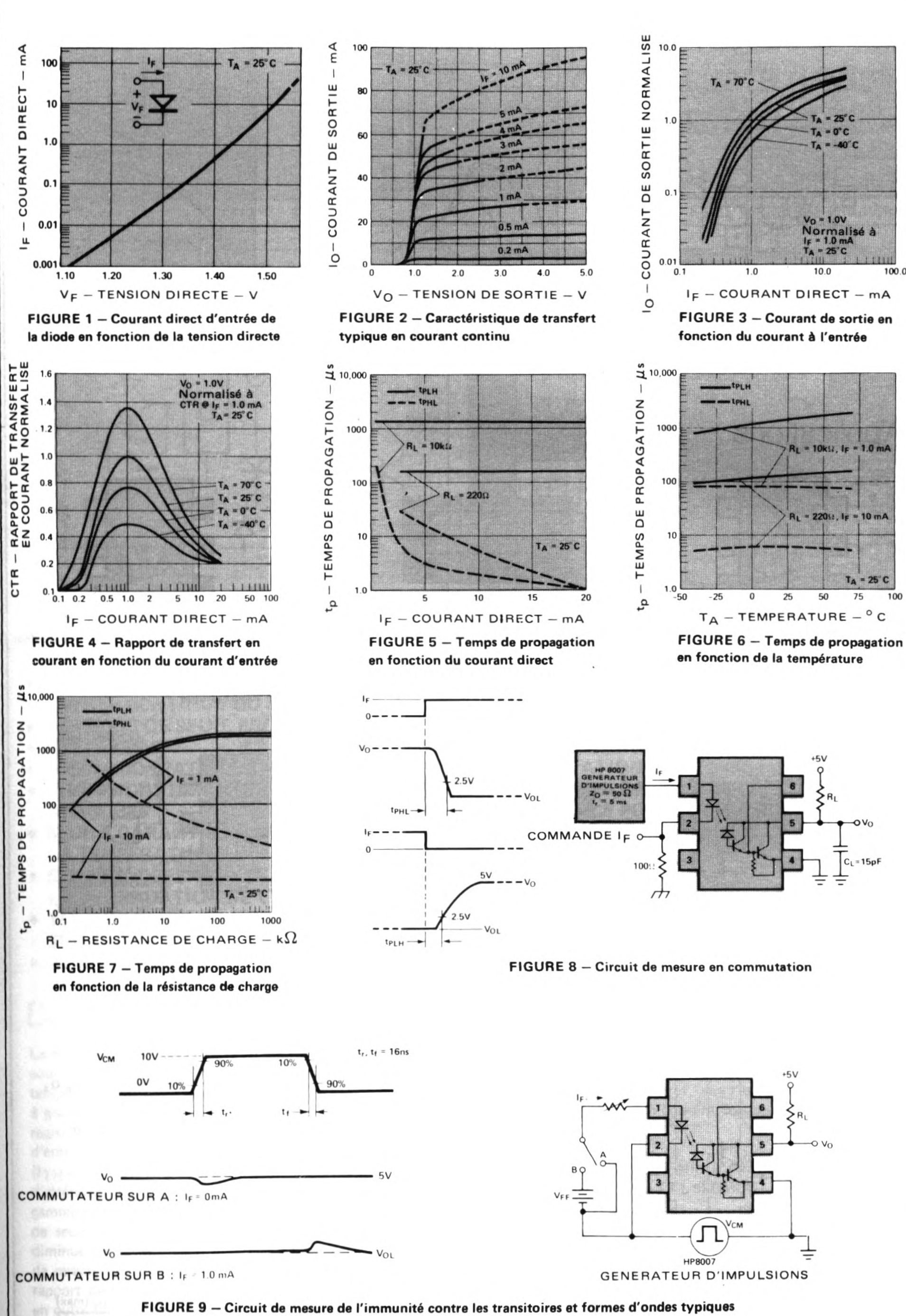


FIGURE 1 — Courant direct d'entrée de la diode en fonction de la tension directe

FIGURE 2 — Caractéristique de transfert typique en courant continu

FIGURE 3 — Courant de sortie en fonction du courant à l'entrée

FIGURE 4 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

FIGURE 5 — Temps de propagation en fonction du courant direct

FIGURE 6 — Temps de propagation en fonction de la température

FIGURE 7 — Temps de propagation en fonction de la résistance de charge

FIGURE 8 — Circuit de mesure en commutation

FIGURE 9 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

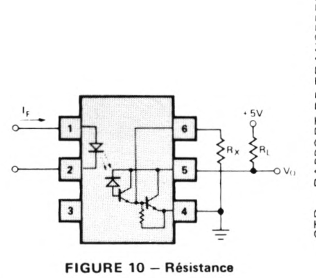


FIGURE 10 – Résistance de base extérieure, R_X

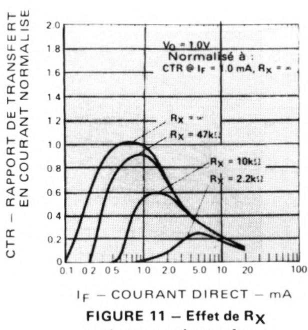


FIGURE 11 – Effet de R_X sur le rapport de transfert

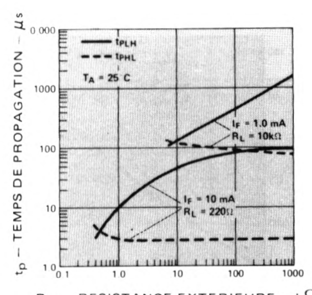
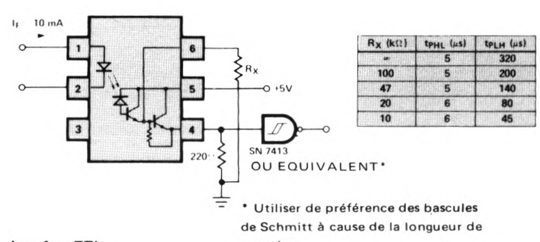


FIGURE 12 – Effet de R_X sur le temps de propagation

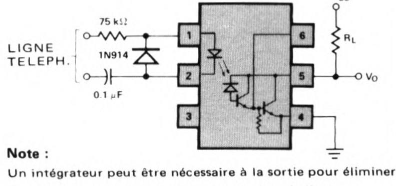
Applications



R_X (kΩ)	t_{PHL} (µs)	t_{PLH} (µs)
∞	5	320
100	5	200
47	5	140
20	6	80
10	6	45

* Utiliser de préférence des bascules de Schmitt à cause de la longueur de t_r et de t_f

Interface TTL



Note :

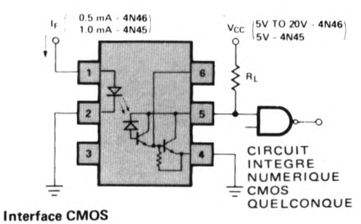
Un intégrateur peut être nécessaire à la sortie pour éliminer les impulsions de cadran et les transitoires de ligne

Détecteur d'appel téléphonique

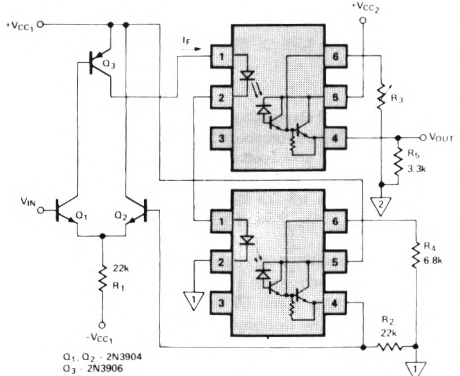
V
I_F 0.5 mA
4N46
V_{CC}
R_S
R_L
V_O
UNIQUEMENT SUR ENTREE ALTERN.

(Vcc ou Veff)	R_S	V·I_F (mW)
24	47kΩ	11
48	100kΩ	22
115	220kΩ	62
230	470kΩ	113

Alimentation d'une ligne en tension



Interface CMOS



Isolement d'un signal analogique

CARACTERISTIQUES

$R_{IN} \approx 30\ M\Omega$, $R_{OUT} \approx 50\ \Omega$

V_{IN} (max) $= V_{CC_1}$ - 1 V, linéarité meilleure que 5%

REMARQUES SUR LA VALEUR DES ELEMENTS

R_1 - non critique $\left(<< \dfrac{V_{IN}(max) - (-V_{CC_1}) - V_{BE}}{I_F(max)}\right) h_{FE}\,Q_3$

R_2 - non critique (omettre si un décalage de 0,2 à 0,3 V est tolérable)

$$R_4 > \frac{V_{IN}(max) + V_{BE}}{1\ mA}$$

$$R_5 > \frac{V_{IN}(max)}{2{,}5\ mA}$$

Note :

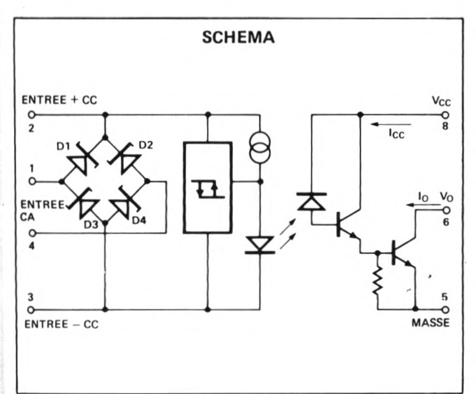
Régler R_3 pour que $V_{OUT} = V_{IN}$ pour $V_{IN} = \dfrac{V_{IN}(max)}{2}$

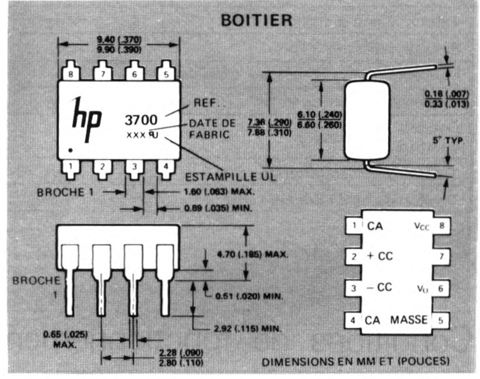


PHOTOCOUPLEUR CONTINU OU ALTERNATIF/LOGIQUE A DÉTECTION DE SEUIL

HCPL-3700

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



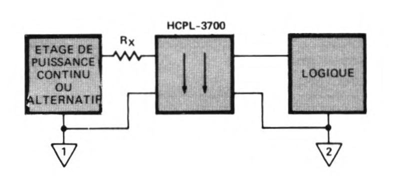


Particularités

- SEUILS D'ENTREE GARANTIS
- ENTREE CONTINUE OU ALTERNATIVE
- TENSIONS DE SEUIL PROGRAMMABLES
- HYSTERESIS
- SORTIE COMPATIBLE TTL
- DIMENSIONS REDUITES : BOITIER DIP 8 BROCHES
- SEUILS GARANTIS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE
- SEUILS INDEPENDANTS DE LA DEGRADATION DE LA DEL
- TENSION D'ISOLEMENT ENTREE-SORTIE SUR TRANSITOIRES 3000 V
- AGREE UL (DOSSIER E 55361)

Applications

- CONTACTS DE SECURITE
- DETECTION DE BAISSES DE TENSION
- SURVEILLANCE DE CONTACT DE RELAIS
- SURVEILLANCE DE LA TENSION D'EXCITATION DE RELAIS
- DETECTION DE COURANTS
- INTERFACE POUR MICROPROCESSEUR



Description

Le HCPL-3700 est un photocoupleur détecteur de seuil de courant ou de tension. Il comporte une DEL, un étage tampon intégré détecteur de seuil et un photo-détecteur à grand gain, ce qui donne un photocoupleur dont on peut régler les niveaux de seuil extérieurs. L'étage tampon d'entrée se déclenche pour un seuil nominal de 2,5 mA (I_{TH+}) ou de 3,8 V (V_{TH+}). L'adjonction de résistances d'atténuation extérieures permet de l'utiliser dans une large gamme de tensions ou de courants à l'entrée. La détection de seuil, précédant la DEL et les éléments de détection, diminue l'influence des différences de gain et des variations de caractéristiques des DEL dans le temps (dégradation du rapport de transfert en courant). L'étage tampon présente en outre une certaine hystérésis pour améliorer l'immunité au bruit et la stabilité en commutation.

L'étage tampon possède des diodes d'écrêtage pour protéger les circuits et la DEL contre les surtensions et les surcourants produits par les transitoires, alors que le pont de diodes permet son utilisation en courant continu ou alternatif.

L'étage de sortie à grand gain à collecteur ouvert fournit des niveaux compatibles TTL et CMOS.

Le HCPL-3700 combine plusieurs fonctions très particulières en un seul boîtier : elles permettent de l'utiliser pour la commande de calculateur de surveillance industrielle et d'autres applications nécessitant des photocoupleurs dont le seuil à l'entrée doit être fixé.

Valeurs limites absolues (pas de correction nécessaires jusqu'à 70°C)

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Température de stockage		T_S	– 55	125	°C	
Température de fonctionnement		T_A	– 25	85	°C	
Soudage des broches	Température			260	°C	1
	Durée			10	s	
Courant d'entrée	Moyen	I_{IN}		50	mA	2
	Instantané			140		2,3
	Transitoires			500		
Tension d'entrée (broches 2-3)		V_{IN}	– 0,5		V	
Puissance dissipée à l'entrée		P_{IN}		230	mW	4
Puissance totale dissipée par le boîtier		P		305	mW	5
Puissance dissipée en sortie		P_O		210	mW	6
Courant de sortie	Moyen	I_O		30	mA	7
Tension d'alimentation (broches 8-5)		V_{CC}	– 0,5	20	V	
Tension de sortie (broches 6-5)		V_O	– 0,5	20	V	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	18	V	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	°C	
Fréquence de fonctionnement	f	0	4	kHz	8

Caractéristiques en commutation (T_A = 25°C, V_{CC} = 5 V)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.9	Máx.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation sortie niveau bas	t_{PHL}		4,0	15	µs	R_L = 4,7 kΩ, C_L = 30 pF	6,9	10
Temps de propagation sortie niveau haut	t_{PLH}		10,0	40	µs	R_L = 4,7 kΩ, C_L = 30 pF		11
Immunité aux transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		600		V/µs	I_{IN} = 3,11 mA, R_L = 4,7 kΩ $V_{Omax.}$ = 0,8 V, V_{CM_L} = 140 V	8,10	12,13
Immunité aux transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		4000		V/µs	I_{IN} = 0 mA, R_L = 4,7 kΩ $V_{Omin.}$ = 2 V, V_{CM_H} = 1400 V		
Temps de montée en sortie (10%, 90%)	t_r		20		µs	R_L = 4,7 kΩ, C_L = 30 pF	7	
Temps de descente en sortie (90%, 10%)	t_f		0,3		µs	R_L = 4,7 kΩ, C_L = 30 pF		

Caractéristiques électriques (0°C ⩽ T_A ⩽ 70°C, sauf mentions contraires)

Paramètre		Symbole	Min.	Typ.9	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Courant de seuil à l'entrée		I_{TH+}	1,96	2,5	3,11	mA	$V_{IN} = V_{TH+}$, $V_{CC} = 4{,}5$ V $V_O = 0{,}4$ V, $I_O \geqslant 4{,}2$ mA	2,3	14
		I_{TH-}	1,00	1,3	1,62	mA	$V_{IN} = V_{TH-}$, $V_{CC} = 4{,}5$ V $V_O = 2{,}4$ V, $I_{OH} \leqslant 100$ µA		
Tension de seuil à l'entrée	CC (broches 2,3)	V_{TH+}	3,35	3,8	4,05	V	$V_{IN} = V_2 - V_3$, broches 1,4 cn* $V_{CC} = 4{,}5$ V, $V_O = 0{,}4$ V, $I_O \geqslant 4{,}2$ mA		
		V_{TH-}	2,01	2,6	2,86	V	$V_{IN} = V_2 - V_3$, broches 1,4 nc* $V_{CC} = 4{,}5$ V, $V_O = 2{,}4$ V, $I_O \leqslant 100$ µA		
	CA (broches 1,4)	V_{TH+}	4,23	5,1	5,50	V	$V_{IN} = V_1 - V_4$, broches 3,2 nc* $V_{CC} = 4{,}5$ V, $V_O = 0{,}4$ V, $I_O \geqslant 4{,}2$ mA		14,15
		V_{TH-}	2,87	3,8	4,24	V	$V_{IN} = V_1 - V_4$, broches 2,3 nc* $V_{CC} = 4{,}5$ V, $V_O = 2{,}4$ V, $I_O \leqslant 100$ µA		
Hystérésis		I_{HYS}		1,2		mA	$I_{HYS} = I_{TH+} - I_{TH-}$	2	
		V_{HYS}		1,2		V	$V_{HYS} = V_{TH+} - V_{TH-}$		
Tension d'écrêtage à l'entrée		V_{IHC1}	5,4	6,0	6,6	V	$V_{IHC1} = V_2 - V_3$, V_3 = masse $I_{IN} = 10$ mA, broches 1, 4 connectées à broche 3	1	
		V_{IHC2}	6,1	6,7	7,3	V	$V_{IHC2} = V_1 - V_4$, $I_{IN} = 10$ mA broches 2,3 nc*		
		V_{IHC3}		12,0	13,4	V	$V_{IHC3} = V_2 - V_3$ = masse $I_{IN} = 15$ mA, broches 1,4 nc*		
		V_{ILC}		–0,76		V	$V_{ILC} = V_2 - V_3$, V_3 = masse $I_{IN} = -10$ mA		
Courant d'entrée		I_{IN}	3,0	3,7	4,4	mA	$V_{IN} = V_2 - V_3 = 5$ V, broches 1,4 nc*	5	
Tension directe du pont de diode		$V_{D1,2}$		0,59			$I_{IN} = 3$ mA (voir schéma)		
		$V_{D3,4}$		0,74					
Tension de sortie, logique basse		V_{OL}		0,1	0,4	V	$V_{CC} = 4{,}5$ V, $I_{OL} = 4{,}2$ mA	5	14
Tension de sortie, logique haute		I_{OH}			100	µA	$V_{OH} = V_{CC} = 18$ V		
Courant d'alimentation, logique basse		I_{CCL}		1,0	4	mA	$V_2 - V_3 = 5$ V, V_O = ouvert $V_{CC} = 5$ V		
Courant d'alimentation, logique haute		I_{CCH}		2		nA	$V_{CC} = 18$ V, V_O = ouvert	4	14
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)		I_{I-O}			1	µA	Humidité relative = 45% $T_A = 25$°C, $V_{I-O} = 3000$ V_{CC} t = 5 s		16
Résistance d'isolement entrée-sortie		R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500$ V_{CC}		
Capacité d'entrée-sortie		C_{I-O}		0,6		pF	f = 1 MHz, $V_{I-O} = 0$ V_{CC}		
Capacité d'entrée		C_{IN}		50		pF	f = 1 MHz, $V_{IN} = 0$ V, broches 2, 3 (broches 1,4 nc*)		

* nc : non connecté

Notes :

1. Mesuré à 1,6 mm du plan de base.
2. Courant dans une broche quelconque.
3. La durée de la surintensité est de 3 ms à une cadence de répétition de 120 Hz. La durée de la pointe de courant à l'entrée sur transitoires est de 10 µs à une cadence de répétition de 120 Hz. La puissance maximale à l'entrée P_{IN}, admissible, ne doit pas être dépassée.
4. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire linéairement la puissance dissipée de 4,1 mW/°C. La dissipation maximale à l'entrée de 230 mW autorise une température de jonction de 125°C à la température ambiante de 70°C, avec une résistance thermique jonction-ambiante θ_{JA_i} = 240°C/W. Une puissance P_{IN} et une température de jonction T_J excessives conduisent à une dégradation des puces des circuits intégrés.

5. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire linéairement la puissance dissipée de 5,4 mW/°C.
6. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire la puissance dissipée de 3,9 mW/°C. La dissipation maximale en sortie de 210 mW autorise une température de jonction de 125°C à la température ambiante de 70°C, avec une résistance thermique jonction-ambiante θ_{JAo} = 265°C/W.
7. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire le courant de 0,6 mA/°C.
8. La fréquence maximale d'utilisation est définie par la valeur qu'elle atteint lorsque le niveau en sortie (broche 6) ne représente plus que 90% de V_{CC}, avec R_L = 4,7 kΩ et C_L = 30 pF, pour un signal carré de 5 V appliqué à l'entrée.
9. Toutes les valeurs typiques pour T_A = 25°C et V_{CC} = 5 V sauf mention contraire.
10. Le temps de propagation de t_{PHL} est mesuré entre le point 2,5 V du front avant d'une impulsion de 5 V à l'entrée (temps de montée 1 µs) et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie (voir figure 9).
11. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 2,5 V du front arrière d'une impulsion de 5 V à l'entrée (temps de descente 1 µs) et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie (voir figure 9).
12. L'immunité contre les transitoires de mode commun en logique haute correspond au dV_{CM}/dt positif maximal tolérable sur le front avant de l'impulsion de mode commun, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état haut, c'est-à-dire, $V_O > 2$ V. Par contre en logique basse, elle correspond au dV_{CM}/dt négatif maximal tolérable sur le front arrière de l'impulsion, V_{CM}, pour que la sortie reste à l'état bas, c'est-à-dire, $V_O < 0{,}8$ V. Voir figure 10.
13. Dans les applications où dV_{CM}/dt peut dépasser 50000 V/µs (décharges statiques, par exemple), une résistance série, R_{CC}, doit être montée pour protéger le détecteur intégré contre les surcharges destructives. La valeur recommandée pour R_{CC} est de 240 Ω par volt de chute admissible dans V_{CC} (entre la broche 8 et V_{CC}) avec une valeur minimale de 240 Ω.
14. Le niveau de sortie en logique basse sur la broche 6 ne se produira que si les conditions $V_{IN} \geqslant V_{TH+}$ et $V_{IN} > V_{TH-}$ sont remplies lorsque V_{IN} a dépassé V_{TH+}. Le niveau de sortie en logique haute sur la broche 6 ne se produira que si les conditions $V_{IN} \leqslant V_{HT-}$ et que la variation de $V_{IN} < V_{HT+}$ lorsque V_{IN} est descendu au-dessous de V_{TH-}.
15. Les tensions en alternatif sont des tensions instantanées.
16. Le dispositif étant considéré comme ayant deux pôles : les broches 1, 2, 3, et 4 reliées ensemble, les broches 5, 6, 7 et 8 reliées ensemble.

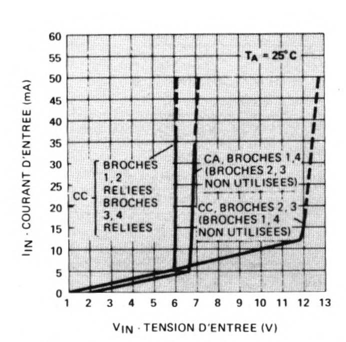


FIGURE 1 — Caractéristiques d'entrée typiques I_{IN} en fonction de V_{IN}

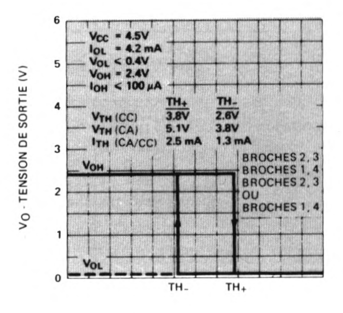


FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert typiques

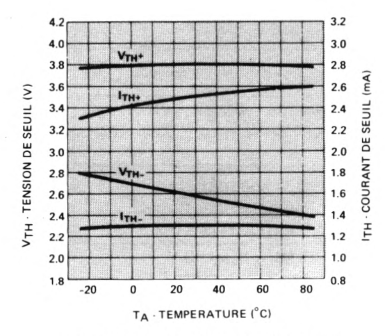


FIGURE 3 — Niveaux de seuil typiques en fonction de la température

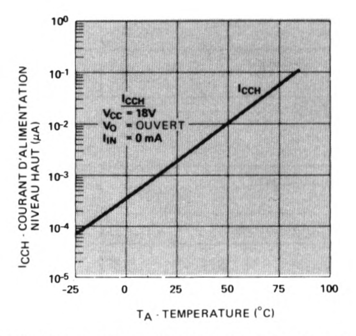


FIGURE 4 — Courant d'alimentation typique au niveau haut, I_{CCH}, en fonction de la température

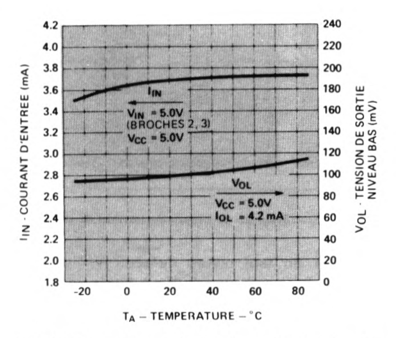


FIGURE 5 — **Courant d'entrée I_{IN} et tension de sortie niveau bas V_{OL} typiques en fonction de la température**

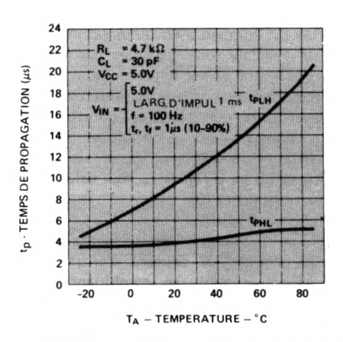


FIGURE 6 — **Temps de propagation typique en fonction de la température**

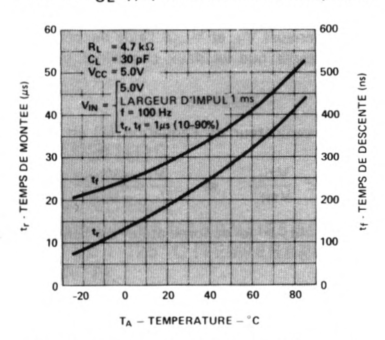


FIGURE 7 — **Temps de montée et de descente typiques en fonction de la température**

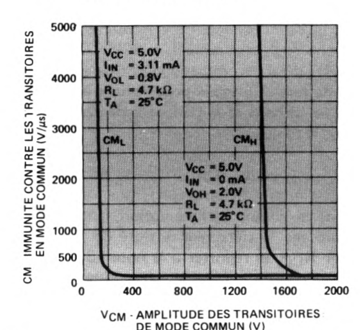


FIGURE 8 — **Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de l'amplitude des transitoires de mode commun**

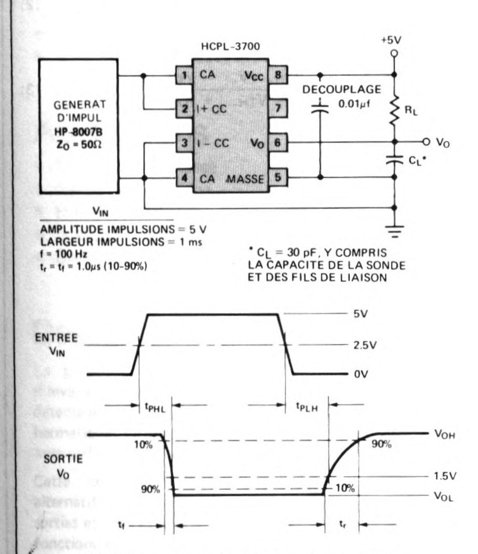
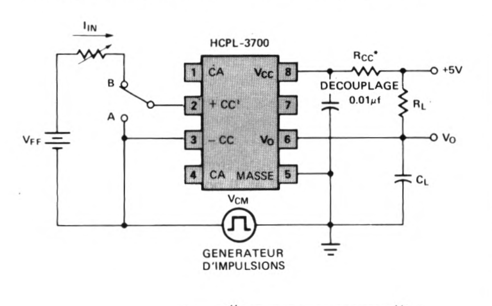


FIGURE 9 — **Circuit de mesure en commutation**



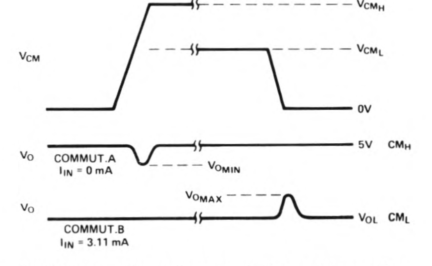


FIGURE 10 — **Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires de mode commun et formes d'ondes typiques**

Caractéristiques électriques

Le HCPL-3700 est compensé en température, ses seuils de courant et de tension sont réglables par une résistance extérieure R_X. A une valeur déterminée $V_\pm$ de la tension de seuil, correspond une valeur typique de R_X que l'on peut soit relever sur les courbes de la figure 11, soit calculer à partir de l'équation (1). L'obtention simultanée des niveaux de tension de seuil V_+ et V_- se fait en utilisant les résistances R_X et R_P de la figure 12, leur calcul s'effectuant grâce aux équations (2) et (3).

R_X fournit une protection complémentaire contre les surcourants en limitant le courant d'entrée pendant les transitoires. Il est possible en combinant correctement R_X et R_P d'utiliser un HCPL-3700 pour faire passer dans les contacts du commutateur ou du relais qu'il est chargé de surveiller, un courant d'auto-nettoyage suffisant pour assurer leur fiabilité.

Le choix du niveau d'écrêtage de la tension d'entrée dépend essentiellement de l'usage auquel le HCPL-3700 est destiné (voir figure 1). Il est recommandé d'utiliser dans la mesure du possible de faibles niveaux pour réduire à la fois la dissipation dans les circuits et la DEL et la dégradation de cette dernière dans le temps.

Lorsque dV_{CM}/dt risque d'atteindre de très fortes valeurs (décharges statiques, par exemple), une résistance R_{CC}, en série dans le circuit d'alimentation, entre V_{CC} et la broche 8, protège le détecteur intégré de la destruction. Pour calculer R_{CC}, se reporter à la note 13 (page 4). Une capacité de découplage (disque céramique) de 0,01 µF doit être montée entre les broches 8 et 5 pour réduire les effets des ronflements de l'alimentation.

L'interface entre des signaux alternatifs et des systèmes à niveaux TTL peut être réalisé en installant en sortie un filtre passe bas constitué par une résistance de charge de 1,5 kΩ et un condensateur de 20 µF. Il est alors nécessaire de faire suivre le HCPL-3700 par une porte à bascule de Schmitt qui assure la remise en forme des signaux, pour éviter les problèmes d'instabilité lorsque les temps d'établissement sont lents.

Il est possible d'utiliser indifféremment l'entrée CA (broches 1 et 4) ou CC (broches 2 et 3) pour déterminer les niveaux de seuil.

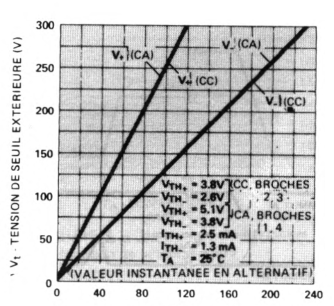


FIGURE 11 — Caractéristiques typiques de seuil extérieur $V_\pm$ en fonction de R_X

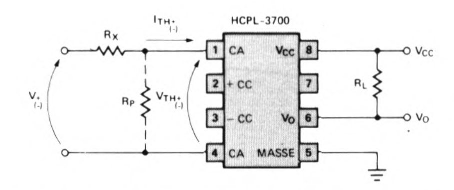


FIGURE 12 — Réglage du niveau de tension de seuil extérieur

Pour définir un seul niveau de seuil V_+ ou V_-, R_X se calcule sans faire mention de R_P à l'aide de l'équation (1).

$$R_x = \frac{V_{+(-)} - V_{TH+(-)}}{I_{TH+(-)}} \qquad (1)$$

Les équations (2) et (3) permettent de définir les niveaux de seuil extérieurs V_+ et V_- à l'aide des résistances R_X et R_P sous réserve que les deux conditions suivantes soient remplies :

- Si le dénominateur de l'équation (2) est positif, alors :

$$\frac{V_+}{V_-} \geq \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \quad \text{et} \quad \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} < \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}}$$

- Inversement, si le dénominateur de l'équation (2) est négatif, alors :

$$\frac{V_+}{V_-} \leq \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \quad \text{et} \quad \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} > \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}}$$

$$R_x = \frac{V_{TH-}\,(V_+) - V_{TH+}\,(V_-)}{I_{TH+}\,(V_{TH-}) - I_{TH-}\,(V_{TH+})} \qquad (2)$$

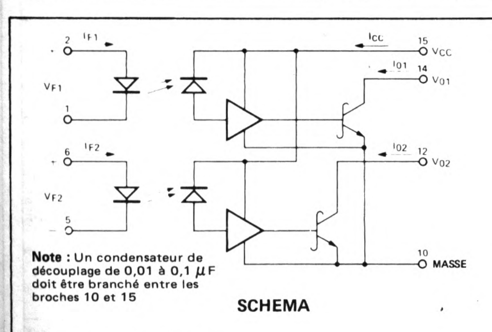
$$R_p = \frac{V_{TH-}\,(V_+) - V_{TH+}\,(V_-)}{I_{TH+}\,(V_- - V_{TH-}) + I_{TH-}\,(V_{TH+} - V_+)} \qquad (3)$$



DOUBLES PHOTOCOUPLEURS HERMÉTIQUES

6N134
6N134 TXV
6N134 TXVB

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Note : Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 µF doit être branché entre les broches 10 et 15

SCHEMA

BOITIER*

DATE DE FABRIC. — REF. (-, V, VB)

BROCHE 1

DIMENSIONS EN MM ET (POUCES)

Particularités

- HERMETIQUES
- GRANDE VITESSE
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE – 55° C ET + 125° C (TEMPERATURE AMBIANTE)
- PHOTOCOUPLEURS A HAUT NIVEAU DE FIABILITE DISPONIBLE
- ENTREE ET SORTIE COMPATIBLES TTL
- GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN
- BOITIERS «DUAL IN LINE»
- TENSION D'ISOLEMENT – 1500 V_{CC}
- HOMOLOGUES EIA
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

Applications

- Isolement de masse
- Récepteur de ligne
- Interface ordinateur-périphériques
- Isolement des équipements de test
- Systèmes de grande fiabilité

Description

Le photocoupleur 6N134 est constitué par une paire d'inverseurs comportant chacun une DEL et un photodétecteur intégré à grand gain en boîtier céramique hermétique. La sortie du détecteur est à collecteur ouvert, avec transistor final bouclé par une diode Schottky.

Cette conception particulière fournit un isolement alternatif et continu maximal entre entrées et entre entrées/sorties et permet la comptabilité TTL. Les spécifications en fonctionnement sont garanties entre – 55° C et + 125° C, ce qui permet d'obtenir une sortance de 6 sur chaque canal (10 mA), le détecteur étant alimenté sous 4,5 à 5,5 V. On obtient avec cet isolement et ce couplage un temps de propagation de 55 ns.

Conditions de fonctionnement recommandées

TABLEAU I

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas, (par canal)	I_{FL}	0	250	µA
Courant d'entrée, niveau haut, (par canal)	I_{FH}	12,5*	20	mA
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	5,5	V
Sortance TTL (par canal)	N		6	
Température de fonctionnement	T_A	– 55	125	° C

Valeurs limites absolues

(sans compensation jusqu'à + 125° C)

Température de stockage . . . . – 65° C à + 150° C
Température de fonctionnement . . . – 55° C à + 125° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct crête d'entrée (par canal) . . . . . . 40 mA (durée ⩽ 1 ms)
Courant direct moyen à l'entrée (par canal) . . . . 20 mA
Dissipation de puissance à l'entrée (par canal) . . . 35 mW
Tension inverse d'entrée (par canal) . . . . 5 V
Tension d'alimentation – V_{CC} . . . . 7 V
Courant de sortie – I_O (par canal) . . . . 25 mA
Dissipation de puissance en sortie (par canal) . . . 40 mW
Tension de sortie – V_O (par canal) . . . . 7 V
Puissance totale dissipée (pour les 2 canaux) . . . 350 mW

** Cette valeur de 12,5 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant une bande de garde d'au moins 20%. Le seuil de commutation initial est de 10 mA ou moins.

* Normes JEDEC

TABLEAU II

Caractéristiques électriques

Dans la plage de températures $T_A = -55°$ C à + 125° C, sauf mentions contraires

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}*		5	250	µA	V_{CC} = 5,5 V, V_O = 5,5 V I_F = 250 µA		1
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}*		0,5	0,6	V	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 10 mA I_{OL} = 10 mA	4	1,9
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}*		18	28	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 0 (pour les deux canaux)		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}*		26	36	mA	V_{CC} = 5,5 V, I_F = 20 mA (pour les deux canaux)		
Tension directe d'entrée	V_F*		1,5	1,75	V	I_F = 20 mA, T_A = 25° C	1	1
Tension inverse d'entrée	V_{BR}*	5			V	I_R = 10 µA, T_A = 25° C		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	V_F = 0, f = 1 MHz		1
Coefficient de température de la diode d'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		− 1,9		mV/° C	I_F = 20 mA		1
Courant de fuite entrée/sortie	$I_{I\text{-}O}$*			†	µA	Humidité relative = 45% T_A = 25° C, t = 5 s $V_{I\text{-}O}$ = 1500 V CC		2
Résistance isolem. entrée/sortie	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 V		3
Capacité entrée/sortie	$C_{I\text{-}O}$		1,7		pF	f = 1 MHz		3
Courant de fuite entrée/entrée	$I_{I\text{-}I}$		0,5		nA	Humidité relative = 45% $V_{I\text{-}I}$ = 500 V, t = 5 s		4
Résistance isolem. entrée/entrée	$R_{I\text{-}I}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}I}$ = 500 V		4
Capacité entrée/entrée	$C_{I\text{-}I}$		0,55		pF	f = 1 MHz		4

* Normes JEDEC
** Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5 V, T_A = 25° C

TABLEAU III

Caractéristiques de commutation à T_A = 25° C, V_{CC} = 5 V (par canal)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}*		65	90	ns	R_L = 510 Ω, C_L = 15 pF I_F = 13 mA	2,3	5
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}*		55	90	ns	R_L = 510 Ω, C_L = 15 pF I_F = 13 mA	2,3	6
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t_r, t_f		35		ns	R_L = 510 Ω, C_L = 15 pF I_F = 13 mA		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H		100		V/µs	V_{CM} = 10 V crête à crête R_L = 510 Ω V_O (min.) = 2 V I_F = 0 mA	6	7
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L		400		V/µs	V_{CM} = 10 V crête à crête R_L = 510 Ω V_O (max.) = 0,8 V I_F = 10 mA	6	8

* Normes JEDEC

Notes :

1. Par canal
2. Mesuré entre les broches 1 à 8 et les broches 9 à 16 court-circuitées
3. Mesuré entre les broches 1 et 2 ou 5 et 6 et les broches 9 à 16 court-circuitées
4. Mesuré entre les broches 1 et 2 et 5 et 6 court-circuitées
5. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 6,5 mA sur le front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de sortie.
6. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 6,5 mA sur le front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie.
7. CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique haut, c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2$ V
8. CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique bas, c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0,8$ V
9. Il est nécessaire de découpler l'alimentation de l'isolateur par un condensateur disque céramique de 0,01 à 0,1 µF, connecté aux bornes 10 et 15. La longueur totale des conducteurs entre la sortie du condensateur et l'entrée de l'isolateur ne doit pas dépasser 20 mm

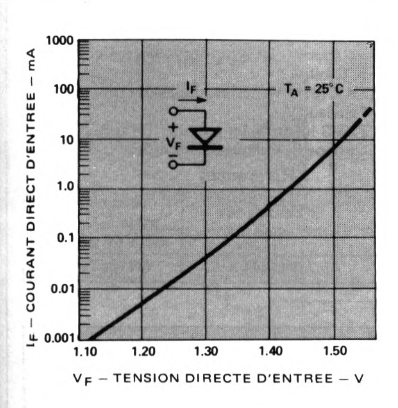


FIGURE 1 — Caractéristique d'entrée directe de la diode

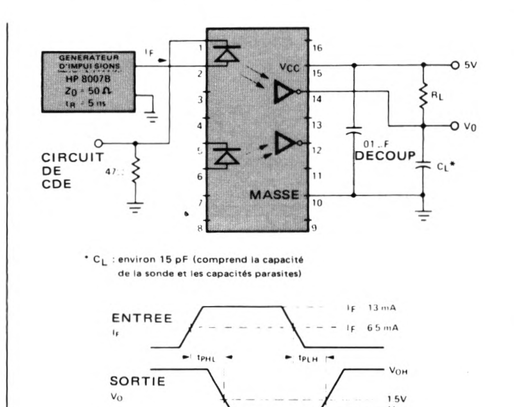


FIGURE 2 — Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH}*

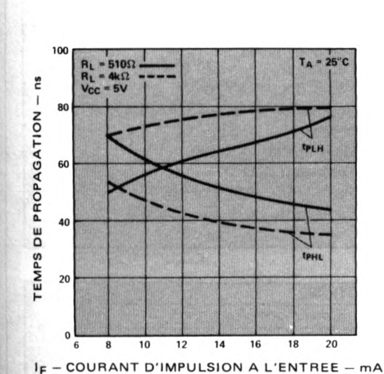


FIGURE 3 — Temps de propagation t_{PLH} et t_{PHL} en fonction du courant d'impulsion I_{FH} à l'entrée

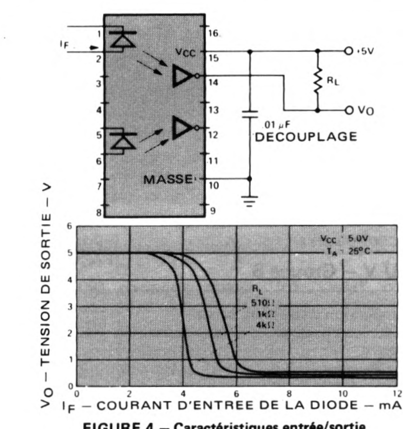


FIGURE 4 — Caractéristiques entrée/sortie

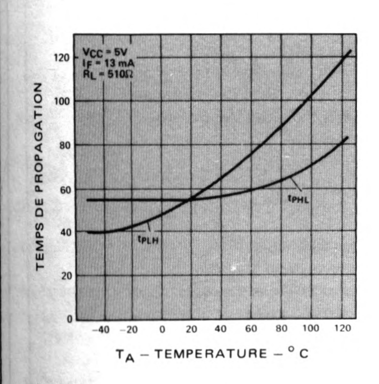


FIGURE 5 — Temps de propagation en fonction de la température

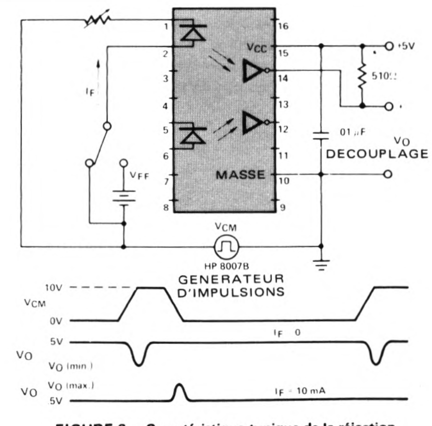


FIGURE 6 — Caractéristique typique de la réjection en mode commun et circuits de mesure

* Normes JEDEC

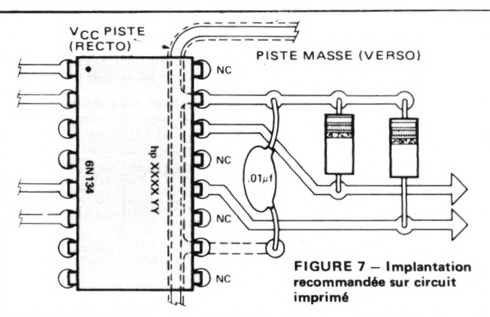


FIGURE 7 – Implantation recommandée sur circuit imprimé

PROGRAMMES DE TEST HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit les photocoupleurs 6N134 sous deux niveaux de fiabilité :

- Le suffixe TXV identifie les produits qui répondent aux critères du Tableau IV.
- Le suffixe TXVB identifie les produits TXV qui ont subi les essais du groupe B, indiqués Tableau V.

Références

Standard	Soumis aux essais TX	Sousmis aux essais TX après essais du groupe B
6N134	6N134TXV	6N134TXVB

TABLEAU IV – Tests TXV et Inspection visuelle – 100%

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883 Méthode	Condition
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	72-4063, 72-4064
2. Essais électriques : I_{OH}, V_{OL}, I_{CCH}, I_{CCL}, V_F, BV_R, I_{I-O}		Tableau II, $T_A = 25°$ C
3. Stockage à haute température	1008	168 h à 150° C
4. Cycle de température	1010	– 65° C à + 150° C
5. Accélération	2001	5 KG, Y_1
6. Essai de fuite à l'hélium	1014	Essais condition A
7. Essai de grosse fuite	1014	Essais condition C
8. Essai électrique V_{OL}		Tableau II, $T_A = 25°$ C
9. Déverminage	1015	168 h, $T_A = 125°$ C $V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 13$ mA, $I_O = 25$ mA
10. Essais électriques, comme en (2)		
11. Contrôle des variations de caractéristiques		Maxi. $\Delta V_{OL} = \pm 20\%$
12. Essais électriques sur échantillons : I_{OH}, V_{OL}, I_{CCH}, I_{CCL}		Tableau II, LTPD = 7 $T_A = -55°$ C, + 125° C
13. Essais sur échantillons : t_{PHL}, t_{PLH}		Tableau II, $T_A = 25°$ C, LTPD = 7
14. Inspection visuelle	2009	

TABLEAU V – Groupe B

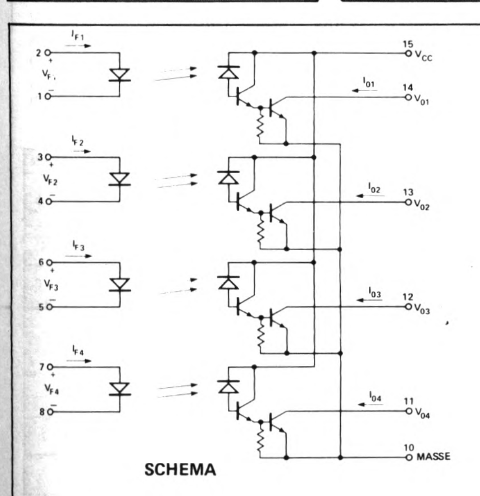
Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883 Méthode	Condition	LTPD
Sous-groupe 1			15
Dimensions	2016	Voir dessin boîtier	
Sous-groupe 2			20
Soudabilité	2003	Immersion des 16 broches à 2,5 mm du boîtier	
Sous-groupe 3			15
Cycle de température	1010	Condition C	
Chocs thermiques	1011	Condition A, 5 cycles	
Herméticité, fines fuites	1014	Condition A	
Herméticité, grosses fuites	1014	Condition C	
Mesures finales : I_{OH}, V_{OL}, I_{CCH}, I_{CCL}, V_F, BV_R, I_{I-O}		Suivant Tableau II, $T_A = 25°$ C	
Sous-groupe 4			15
Chocs, hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les 3 plans X_1, Y_1, Y_2	
Accélération constante	2001	20 KG, Y_1	
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 5			15
Terme à la traction des broches	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	
Sous-groupe 6			
Durée de vie à haute température	1008	$T_A = 150°$ C	$\lambda = 7$
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 7			
Durée de vie en régime permanent	1005	$V_{CC} = 5{,}5$ V, $I_F = 13$ mA, $I_O = 25$ mA, $T_A = 125°$C	
Mesures finales : idem sous-groupe 3			



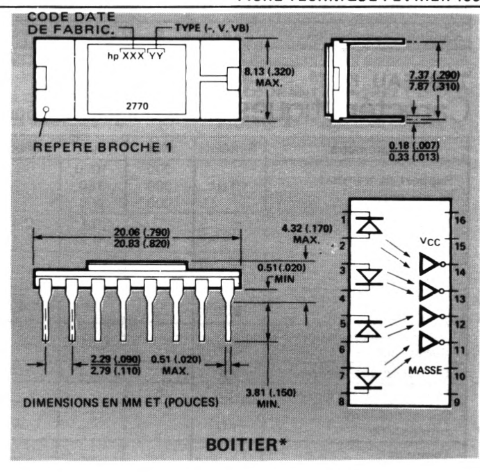
PHOTOCOUPLEURS HERMÉTIQUES 4 VOIES A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE

6N140
6N140 TXV
6N140 TXVB

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



SCHEMA



BOITIER*

Particularités

- HERMETIQUE
- BOITIER HAUTE DENSITE
- FORT RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT : 500% TYPIQUE
- CTR ET I_{OH} GARANTIS ENTRE – 55° C ET + 100° C (TEMPERATURE AMBIANTE)
- OPTOCOUPLEURS A HAUT NIVEAU DE FIABILITE DISPONIBLES
- TENSION D'ISOLEMENT 1500 V_{CC}
- FAIBLE COURANT D'ENTREE : 0,5 mA
- FAIBLE TENSION DE SATURATION EN SORTIE : 0,1 V TYPIQUE
- FAIBLE CONSOMMATION
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

Applications

- Récepteur de ligne à entrée isolée
- Isolement d'équipement d'essai
- Isolement de la masse en logique numérique
- Isolement circuit de contrôle/circuit de commande
- Récepteur de ligne EIA RS-232C (V24)
- Interface de microprocesseurs
- Décalage de niveau
- Isolement entrée/sortie dans le contrôle de processus industriel

Description

Le 6N140 comporte quatre DEL GaAsP couplées à chacune à un photo détecteur intégré à grand gain. L'alimentation commune (V_{CC}) aux photodiodes et aux premiers étages d'amplification de chaque photo-détecteur intégré permet de réduire la tension de saturation en sortie et d'augmenter la vitesse de transmission par rapport à celle des optocoupleurs à photodarlington classiques. La borne V_{CC} peut être échantillonnée à l'état bas pour invalider la sortie ou attaquée avec des tensions aussi basses que 2 V sans affecter outre mesure les performances.

Les performances remarquables à haute température de cet étage de type «Split Darlington» résultent du montage d'une résistance intégrée entre émetteur et base ce qui dérive le courant de fuite de la photodiode et du premier étage vers la masse. Le fort rapport de transfert en courant pour de très faibles courants d'entrée permet de réaliser des circuits avec une marge de protection suffisante pour réduire les effets de la dégradation du rapport de transfert (CTR) dans le temps.

Le 6N140 a un CTR minimal de 300% pour un courant d'entrée de 0,5 mA, ce qui le rend particulièrement apte à fonctionner avec des circuits MOS, CMOS, comme circuit d'interface de logiques à faible consommation ou avec le système de transmission de donnée RS-232C (V24). La compatibilité CMOS haute tension est assurée par sa tension d'alimentation maxi, V_{CC} de 18 V et par son niveau de fuite garanti au niveau haut (I_{OH}) sous 18 V.

Les spécifications importantes telles que le CTR, le courant de fuite, le courant d'alimentation et la tension de saturation en sortie sont garantis entre – 55° C et + 100° C pour permettre un fonctionnement sûr.

*Normes JEDEC

TABLEAU I

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas (par canal)	I_{FL}		2	µA
Courant d'entrée, niveau haut (par canal)	I_{FH}	0,5	5	mA
Tension d'alimentation	V_{CC}	2	18	V

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . – 65° C à + 150° C
Température de fonctionnement . . . – 55° C à + 100° C
Température de soudage . . . . 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant d'entrée crête (par canal, durée ⩽ 1 ms) . . . . 20 mA
Courant d'entrée moyen – I_F (par canal) . . . . 10 mA (3) *
Tension d'entrée inverse – V_R (par canal) . . . . 5 V
Courant de sortie – I_O (par canal) . . . . 40 mA
Tension de sortie – V_O (par canal) . . . . – 0,5 à 20 V (1)
Tension d'alimentation – V_{CC} . . . . – 0,5 à 20 V (1)
Puissance dissipée en sortie (par canal) . . . . . . 50 mW (2)

TABLEAU II

Caractéristiques électriques pour T_A = – 55°C à 100°C, sauf mentions contraires

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	300 300 200	1000 750 400		% % %	I_F = 0,5 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V I_F = 1,6 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V I_F = 5 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V	3	4,5
Tension de sortie logique basse	V_{OL}		0,1 0,2	0,4 0,4	V V	I_F = 0,5 mA, I_{OL} = 1,5 mA, V_{CC} = 4,5 V I_F = 5 mA, I_{OL} = 10 mA, V_{CC} = 4,5 V	2	4
Courant de sortie niveau haut	I_{OH}*		0,005	250	µA	I_F = 2 µA, V_O = V_{CC} = 18 V		4,6
Courant d alimentation niveau bas	I_{CCL}*		2	4	mA	I_{F1} = I_{F2} = I_{F3} = I_{F4} = 1,6 mA V_{CC} = 18 V		
Courant d'alimentation niveau haut	I_{CCH}*		0,010	40	µA	I_{F1} = I_{F2} = I_{F3} = I_{F4} = 0 V_{CC} = 18 V		
Tension directe d'entrée	V_F*		1,4	1,7	V	I_F = 1,6 mA, T_A = 25°C	1	4
Tension inverse d'entrée	V_{BR}*	5			V	I_R = 10 µA, T_A = 25°C		4
Courant de fuite entrée-sortie	$I_{I\text{-}O}$*			1,0	µA	Humidité relative = 45%, T_A = 25°C t = 5 s, $V_{I\text{-}O}$ = 1500 V CC		7
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}*		25	60	µs	I_F = 0,5 mA, R_L = 4,7 kΩ, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C	8	
			10	20	µs	I_F = 5 mA, R_L = 680 Ω, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C	8	
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}*		35	100	µs	I_F = 0,5 mA, R_L = 4,7 kΩ, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C		
			2	5	µs	I_F = 5 mA, R_L = 680 Ω, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C	8	
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM_H	500	1000		V/µs	I_F = 0, R_L = 1,5 kΩ $\lvert V_{CM} \rvert$ = 50 V crête à crête V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C	9	10,12
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM_L	– 500	– 1000		V/µs	I_F = 1,6 mA, R_L = 1,5 kΩ $\lvert V_{CM} \rvert$ = 50 V crête à crête V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C	9	11,12

TABLEAU III

Caractéristiques pour T_A = 25°C, V_{CC} = 5 V (par canal)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Résistance entrée-sortie	$R_{I\text{-}O}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 V CC, T_A = 25°C		4,8
Capacité entrée-sortie	$C_{I\text{-}O}$		1,5		pF	f = 1 MHz, T_A = 25°C		4,8
Courant de fuite entrée-sortie	$I_{I\text{-}I}$		0,5		nA	Humidité relative = 45%, $V_{I\text{-}I}$ = 500 V CC T_A = 25°C, t = 5 s		9
Résistance entrée-entrée	$R_{I\text{-}I}$		10^{12}		Ω	$V_{I\text{-}I}$ = 500 V CC, T_A = 25°C		9
Capacité entrée-entrée	$C_{I\text{-}I}$		1		pF	f = 1 MHz, T_A = 25°C		9
Coefficient de température de la tension d'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		– 1,8		mV/°C	I_F = 1,6 mA		4
Capacité d entrée	C_{IN}		60		pF	f = 1 MHz, V_F = 0, T_A = 25°C		4

Notes :

1. La broche 10 doit être au potentiel le plus négatif côté déctection. Maintenir V_{CC} aussi bas que possible au-dessus de 2 V pour avoir un I_{OH} total le plus faible en fonction de la température.
2. La puissance de sortie est égale à la puissance de sortie sur le collecteur plus le quart de la puissance fournie par l'alimentation. Réduire de 1,25 mW/°C au-dessus de 80°C.
3. Réduire I_F de 0,25 mA/°C au-dessus de 80°C.
4. Par canal.
5. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur I_O, et le courant direct d'entrée I_F en %.
6. I_F = 2 mA pour le canal en cours de mesure. Pour tous les autres canaux, I_F = 10 mA.
7. Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesure faite entre les broches 1 à 8 court-circuitées et 9 à 16 court-circuitées.

*Normes JEDEC

8. Mesuré entre les broches d'entrées court-circuitées et les broches de sortie court-circuitées.
9. Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et les broches 3 et 4 court-circuitées, etc.
10. CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique haut, c'est-à-dire, V_{OUT} > 2 V.
11. CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique bas, c'est-à-dire, V_{OUT} < 0,8 V.
12. Dans les applications pour lesquelles dV/dt peut dépasser 50.000 V/µs (décharges statiques par exemple), une résistance, R_{CC}, doit être placée en série dans l'alimentation pour protéger les détecteurs intégrés contre les pointes de courant. La valeur recommandée pour R_{CC} est donnée par $R_{CC} \approx \frac{1\ V}{0{,}6\ I_F\ (mA)}$ kΩ.

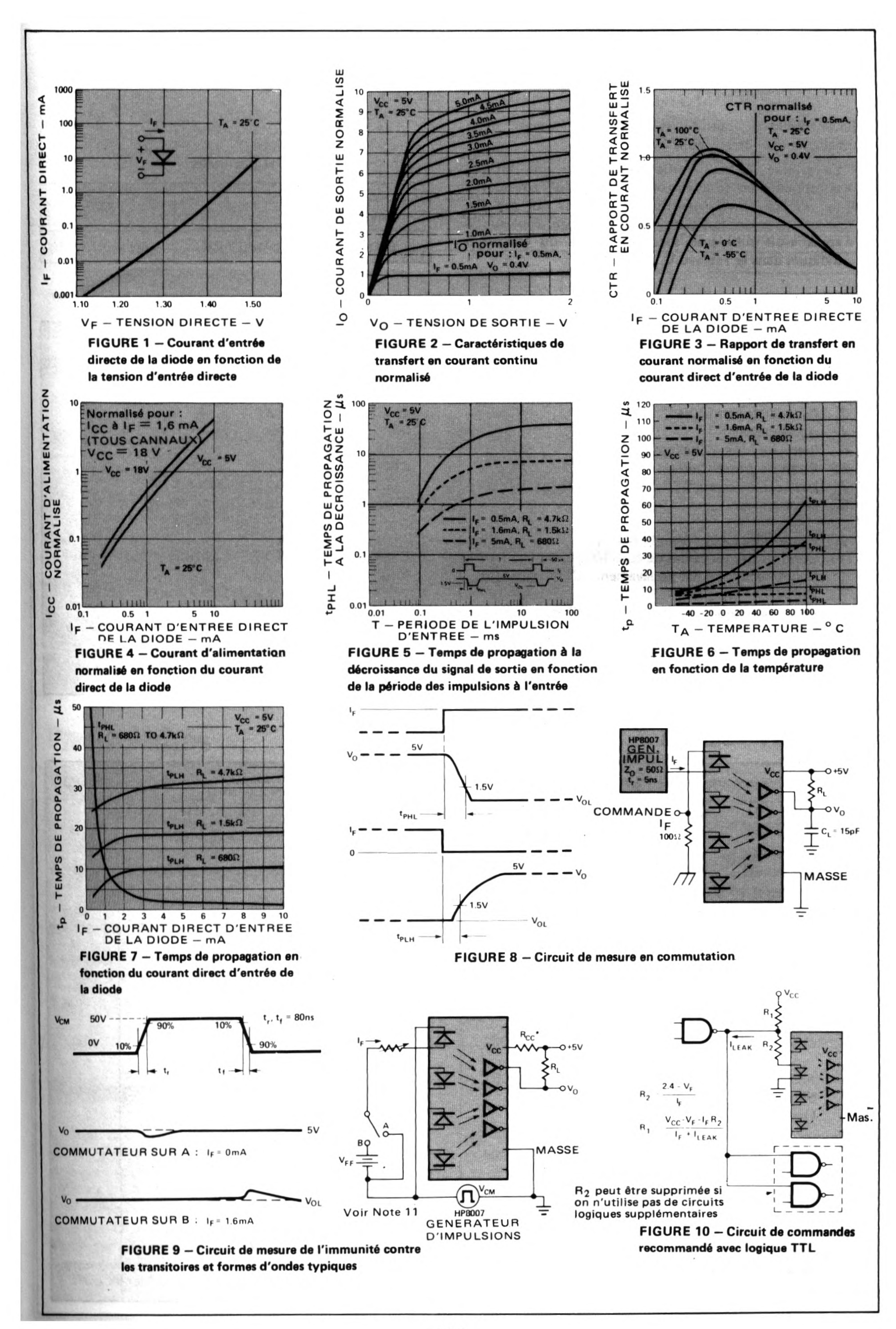


FIGURE 1 — Courant d'entrée directe de la diode en fonction de la tension d'entrée directe

FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert en courant continu normalisé

FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant normalisé en fonction du courant direct d'entrée de la diode

FIGURE 4 — Courant d'alimentation normalisé en fonction du courant direct de la diode

FIGURE 5 — Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie en fonction de la période des impulsions à l'entrée

FIGURE 6 — Temps de propagation en fonction de la température

FIGURE 7 — Temps de propagation en fonction du courant direct d'entrée de la diode

FIGURE 8 — Circuit de mesure en commutation

FIGURE 9 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

FIGURE 10 — Circuit de commandes recommandé avec logique TTL

OPTOCOUPLEURS HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit ses optocoupleurs avec deux niveaux de fiabilité au choix :

- Le préfixe TXV identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV.
- Le préfixe TXVB identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV après avoir subi avec succès les essais du groupe B indiqués dans le Tableau V.

Références

Optocoupleur standard	TXV	TXVB
6N140	6N140 TXV	6N140 TXVB

TABLEAU IV (Essais à 100%)

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883 Méthode	Condition de mesure
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	72-4063, 72-4064
2. Stockage à haute température	1008	72 h à 150° C
3. Cycle de température	1010	– 65° C à + 150° C
4. Accélération	2001	5 KG, Y_1
5. Essais de fuite à l'hélium	1014	Cond. A
6. Essais de grosses fuites	1014	Cond. C
7. Essais électriques : CTR: I_{OH}, I_{CCL}, I_{CCH}, V_F, BV_R		T_A = 25° C, cf. Tableau II
8. Déverminage	1015	V_{CC} = 18 V, I_F = 5 mA, I_O = 10 mA t = 168 h, T_A = 100° C
9. Essais électriques : idem 7, plus I_{I-O}		T_A = 25° C
10. Contrôle des variations de caractéristiques		Maxi. ΔCTR = ± 25%, I_F = 1,6 mA
11. Essais électriques par prélèvement : CTR, I_{OH}, I_{CCL}, I_{CCH}		Tableau II, LTPD = 7, T_A = – 55°C
12. Essais électriques par prélèvement : CTR, I_{OH}, I_{CCL}, I_{CCH}		Tableau II, LTPD = 7, T_A = + 100°C
13. Essais électriques par prélèvement : t_{PHL}, t_{PLH}, CM_H, CM_L		Tableau II, LTPD = 7, T_A = + 25°C
14. Contrôle visuel	2009	

TABLEAU V – Groupe B

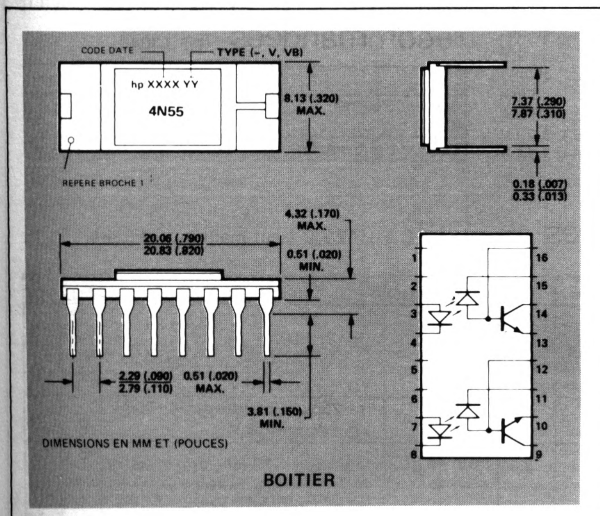
Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883		LTPD
	Méthode	Condition de mesure	
Sous-groupe 1			
Dimensions	2016	Voir dessins boîtiers	15
Sous-groupe 2			
Soudabilité	2003	Immersion de 16 broches à 2,5 mm du boîtier	20
Sous-groupe 3			
Cycle de température	1010	Condition C	15
Chocs thermiques	1011	Condition A, 5 cycles	
Herméticité, fines fuites	1014	Condition A	
Herméticité, grosses fuites	1014	Condition C	
Mesures :			
CTR, I_{OH}, I_{CCL}, I_{CCH}, V_F, BV_R		Tableau II, T_A = 25° C	
Sous-groupe 4			
Choc hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les 3 plans X_1, Y_1, Y_2	15
Accélération constante	2001	5 KG, Y_1	
Mesures :			
idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 5			
Tenue des broches à la traction	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	15
Sous-groupe 6			
Durée de vie à haute température	1008	T_A = 150° C, hors fonctionnement	λ = 10
Mesures :			
idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 7			
Durée de vie en régime permanent	1005	V_{CC} = 18 V, I_F = 5 mA, I_O = 10 mA, T_A = 100° C	λ = 10



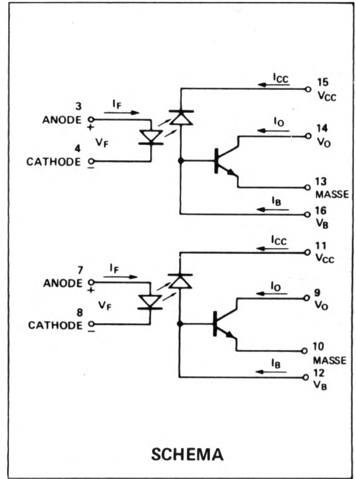
DOUBLES PHOTOCOUPLEURS HERMÉTIQUES

4N55
4N55 TXV
4N55 TXVB

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



BOITIER



SCHEMA

Particularités

- HERMETIQUE
- GRANDE VITESSE : 400 kbits/s TYPIQUE
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURES AMBIANTES – 55°C A + 125°C
- DISPONIBLES EN HAUT NIVEAU DE FIABILITE
- BANDE PASSANTE : 2 MHz
- SORTIES A COLLECTEUR OUVERT
- ALIMENTATION 18 V_{CC}
- BOITIER «DUAL-IN-LINE»
- TENSION D'ESSAI 1500 V_{CC}
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

Applications

- SYSTEMES A HAUTE FIABILITE
- RECEPTEURS DE LIGNE
- ISOLEMENT DE LA MASSE EN LOGIQUE NUMERIQUE
- ISOLEMENT DE LA MASSE DE SIGNAUX ANALOGIQUES
- ELEMENT DE CONTRE REACTION SUR ALIMENTATIONS REGULEES A DECOUPAGE
- SYSTEME DE COMMANDE ET SURVEILLANCE DE VEHICULES
- EQUIPEMENTS DE TEST
- DECALAGE DE NIVEAUX

Description

Le 4N55 comporte deux photocoupleurs indépendants en boîtier céramique, hermétique. Chaque voie consiste en une diode électroluminescente et un détecteur de photons intégrés, fournissant un isolement électrique de 1500 V entre entrée et sortie. L'accès séparé à la photodiode et au collecteur du transistor permet d'améliorer la vitesse qui atteint quelques centaines de fois celle d'un photocoupleur conventionnel en réduisant la capacité base-collecteur.
Le 4N55 est utilisable dans des applications analogiques à large bande ou l'interface TTL à LSTTL ou CMOS. Le rapport de transfert en courant n'est pas inférieur à 9% à I_F = 16 mA entre – 55°C et + 125°C. Son alimentation sous 18 V_{CC} permet de l'utiliser pour l'interface entre TTL et CMOS. L'accès à la base du transistor permet de régler au mieux le compromis gain-bande passante en analogique. Le peu de profondeur de la photodiode intégrée donne une meilleure immunité aux radiations que les phototransistors des coupleurs conventionnels.

Valeurs limites absolues

Température de stockage . . . . − 65°C à + 150°C
Température de fonctionnement . . . . . − 55°C à + 125°C
Température de soudage . . . . 260°C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct moyen, I_F, à l'entrée (par canal) . . . 20 mA
Courant direct crête, I_F, à l'entrée (durée ⩽ 1 ms, par canal) . . . . 40 mA
Tension d'entrée inverse, V_R (par canal) . . . . 5 V
Puissance dissipée à l'entrée (par canal) . . . . 36 mW
Courant de sortie moyen, I_O (par canal) . . . . 8 mA
Courant de sortie crête, I_O (par canal) . . . . 16 mA
Tension d'alimentation, V_{CC} (par canal) . . − 0,5 V à 20 V
Tension de sortie, V_O (par canal) . . . . − 0,5 V à 20 V
Tension inverse base-émetteur, V_{EBO} . . . . 3,0 V
Courant de base, I_B (par canal) . . . . 5 mA
Puissance dissipée en sortie (par canal) . . . . 50 mW
Décroît linéairement de 1,4 mW/°C au-dessus de 100°C à l'air libre

TABLEAU I

Conditions de fonctionnement recommandées (par canal)

	Symbole	Min.	Max.	Unités
Courant d'entrée, niveau bas	I_{FL}		250	µA
Tension d'alimentation	V_{CC}	2	18	V

TABLEAU II

Caractéristiques électriques T_A = − 55°C à + 125°C (sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	9	20		%	I_F = 16 mA, V_O = 0,4 V, V_{CC} = 4,5 V	2,3	1,2
Courant de sortie, niveau haut	I_{OH}		20	100	µA	I_F = 0, I_F (autre canal) = 20 mA $V_O = V_{CC}$ = 18 V	4	1
Courant de fuite en sortie	I_{OH1}		70	250	µA	I_F=250µA, I_F(autre canal)=20mA $V_O = V_{CC}$ = 18 V	4	1
Courant d'alimentation, niveau bas	I_{CCL}		35	200	µA	$I_{F1} = I_{F2}$ = 20 mA, V_{CC} = 18 V	5	1
Courant d'alimentation, niveau haut	I_{CCH}		0,2	10	µA	I_F=0mA, I_F(autre canal)=20mA V_{CC} = 18 V		1
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,8	V	I_F = 20 mA	1	1
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	3			V	I_R = 10 µA		1
Courant de fuite entrée-sortie	I_{I-O}			1,0	µA	45% d'humidité relative T_A=25°C, t=5 s, V_{I-O}=1500 Vcc		3
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		2,0	6,0	µs	R_L = 8,2 kΩ, C_L = 50 pF I_F = 16 mA, V_{CC} = 5 V	6,9	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,4	2,0	µs	R_L = 8,2 kΩ, C_L = 50 pF I_F = 16 mA, V_{CC} = 5 V	6,9	1

* T_A = 25°C

Notes :

1. Par canal.
2. Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT (CTR) est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur, I_O, et le courant direct d'entrée, I_F, en %. Il se dégrade dans le temps en fonction du courant d'entrée, de la température, du facteur cyclique, et de la durée de fonctionnement. Se reporter à la Note d'Applications 1002. En bref, il est recommandé de se réserver une marge de sécurité de 20 à 25% pour compenser la dégradation du CTR.

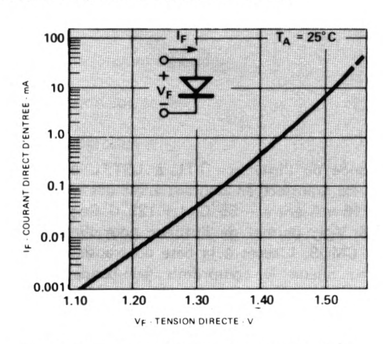


FIGURE 1 — Caractéristiques d'entrée de la diode

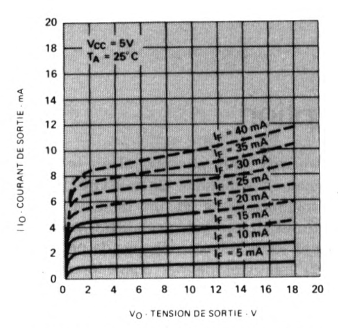


FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert en continu et en impulsions

TABLEAU III

Caractéristiques typiques à $T_A = 25°C$

Paramètre	Symbole	Typ.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Note
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$	– 1,9	mV/°C	I_F = 18 mA		1
Capacité d'entrée	C_{in}	120	pF	f = 1 MHz, V_F = 0		1
Résistance entrée-sortie	$R_{I\text{-}O}$	10^{12}	Ω	$V_{I\text{-}O}$ = 500 Vcc		1
Capacité entrée-sortie	$C_{I\text{-}O}$	1,0	pF	f = 1 MHz		1,4
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	$I_{I\text{-}I}$	1	pA	45% d'humidité relative $V_{I\text{-}I}$ = 500 Vcc, t = 5 s		5
Capacité entrée-entrée	$C_{I\text{-}I}$	0,55	pF	f = 1 MHz		5
Gain en courant du transistor	h_{FE}	250	–	V_O = 5 V, I_O = 3 mA		1
Rapport de transfert en courant sur petits signaux	$\frac{\Delta I_O}{\Delta I_F}$	21	%	V_{CC} = 5 V, V_O = 2 V	7	1
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H	1000	V/µs	I_F = 0, R_L = 8,2 kΩ V_{CM} = 10 V crête à crête	10	1,6
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L	– 1000	V/µs	I_F = 16 mA, R_L = 8,2 kΩ V_{CM} = 10 V crête à crête	10	1,7
Bande passante	BW	2	MHz	R_L = 100 Ω	8	8

Notes (suite) :

3. Mesuré entre les broches 1 à 8 court-circuitées et les broches 9 à 16 court-circuitées.
4. Mesuré entre les broches d'entrée court-circuitées et les broches de sortie court-circuitées.
5. Mesuré entre les broches 3 et 4 court-circuitées et les broches 7 et 8 court-circuitées.
6. CM_H correspond à la pente la plus raide (dV/dt) du front avant de l'impulsion de mode commun, V_{CM}, pour laquelle la sortie reste à l'état logique haut.
7. CM_L correspond à la pente la plus raide (dV/dt) du front arrière de l'impulsion de mode commun, V_{CM}, pour laquelle la sortie reste à l'état logique bas.
8. La bande passante correspond à la fréquence pour laquelle la tension de sortie alternative est à 3 dB au-dessous de l'asymptote de la fréquence basse.

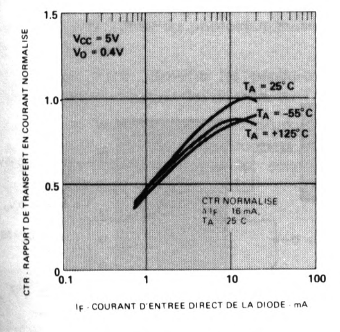


FIGURE 3 – Rapport de transfert en courant normalisé en fonction du courant d'entrée direct de la diode

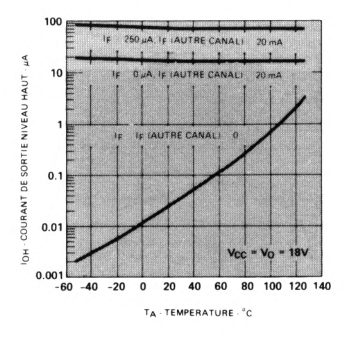


FIGURE 4 – Courant de sortie niveau haut en fonction de la température

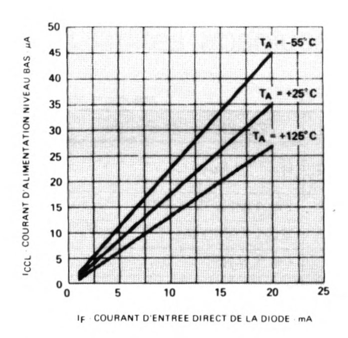
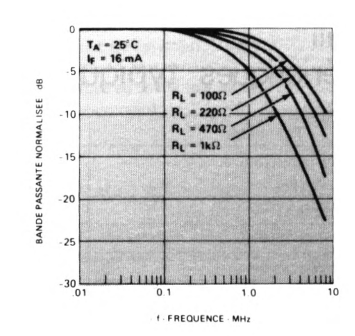


FIGURE 5 — Courant d'alimentation niveau bas en fonction du courant d'entrée direct de la diode



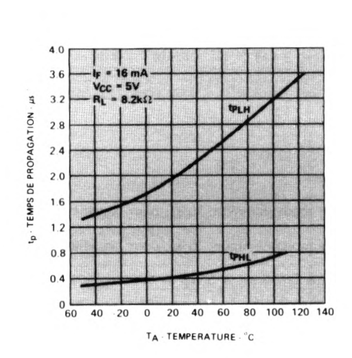


FIGURE 6 — Temps de propagation en fonction de la température

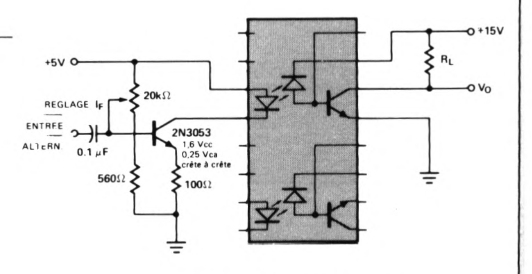
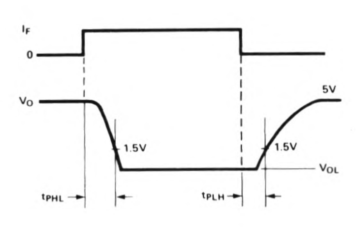


FIGURE 8 — Réponse en fréquence



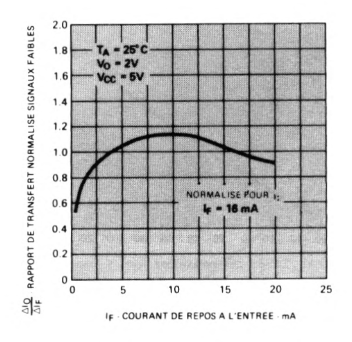


FIGURE 7 — Rapport de transfert normalisé en signaux faibles en fonction du courant de repos

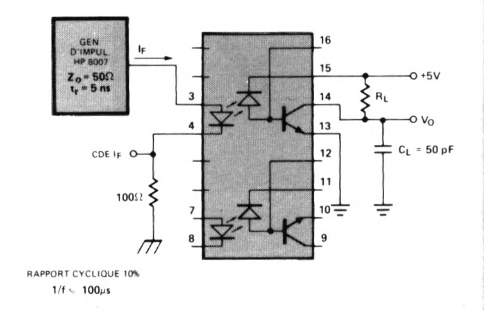
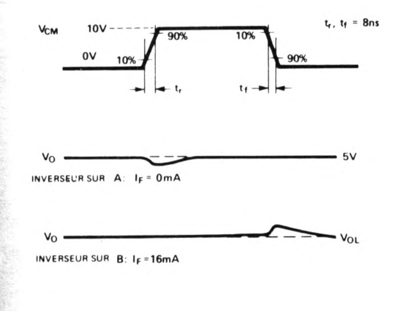


FIGURE 9 — Circuit de mesure en commutation



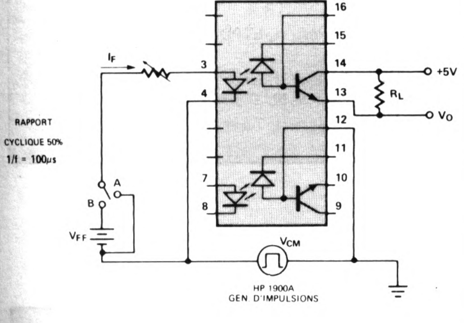
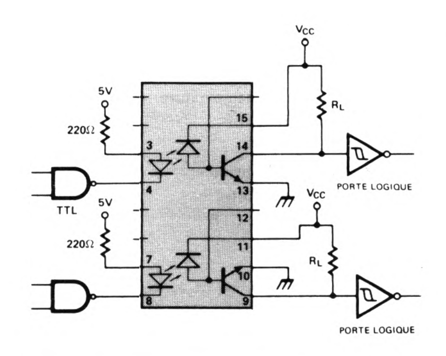


FIGURE 10 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes



Famille logique	LSTTL	CMOS	
Référence	54LS14	CD40106BM	
V_{CC}	5 V	5 V	15 V
R_L Tolérance 5%	* 18 kΩ	8,2 kΩ	22 kΩ

* LA RESISTANCE EQUIVALENTE DE CHARGE EN SORTIE DEPEND DU COURANT D'ENTREE DU LSTTL, SA VALEUR APPROXIMATIVE EST DE 8,2 kΩ.

Ce montage correspond à un cas le plus défavorable prenant en compte une dégradation du CTR de 25%. Pour évaluer plus finement sa dégradation et la durée de vie, consulter l'AN 1002.

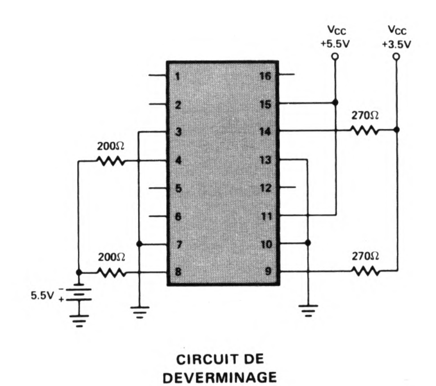
FIGURE 11 – Interface logique recommandé

PHOTOCOUPLEURS HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit ses photocoupleurs avec 2 niveaux de fiabilité au choix :

- Le préfixe TXV identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV.
- Le préfixe TXVB identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV, après avoir subi avec succès les essais du groupe B indiqués dans le Tableau V.

Photocoupleur standard	Version TXV	Version TXVB
4N55	4N55TXV	4N55TXVB



CIRCUIT DE DEVERMINAGE

TABLEAU IV - ESSAIS à 100%

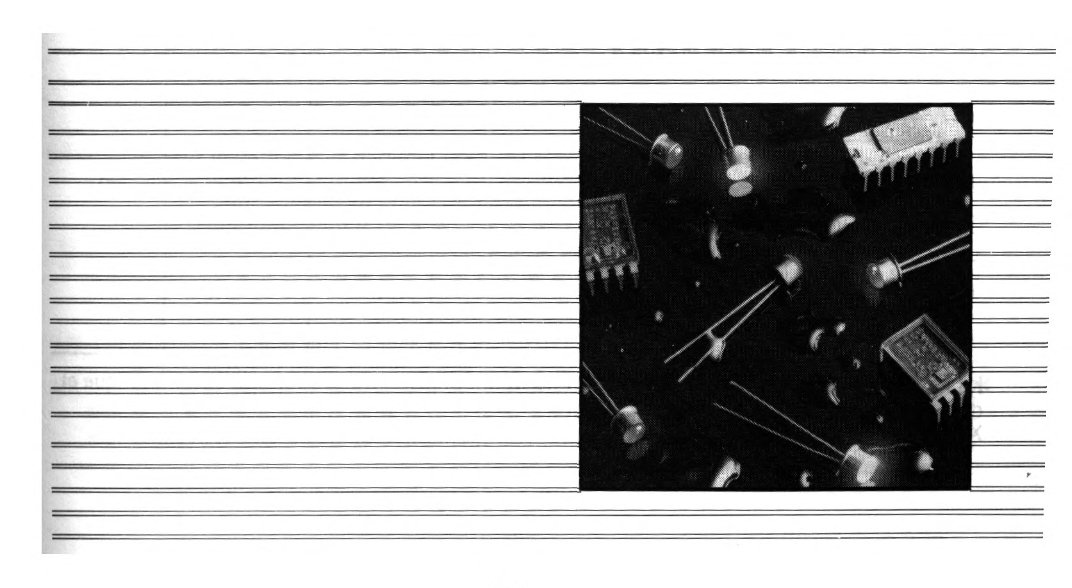
Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883 Méthode	Conditions de mesure
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	Condition B
2. Stockage à haute température	1008	24 heures à 150°C
3. Cycle de température	1010	– 65°C à + 150°C
4. Accélération	2001	5 kG, Y_1
5. Essais de fuite à l'hélium	1014	Condition A
6. Essais de grosses fuites	1014	Condition C
7. Essais électriques : CTR		T_A = 25°C, cf. Tableau II
8. Déverminage	1015	168 heures, T_A = 125°C, V_{CC} = 5,5 V, I_F = 20 mA, V_{OC} = 3,5 V, R_L = 270 Ω
9. Essais électriques : CTR, I_{OH}, I_{CCL}, I_{CCH}, V_F, BV_R, I_{I-O}		T_A = 25°C, cf. Tableau II
10. Contrôle des variations de caractéristiques		Max. ΔCTR = ± 20%
11. Essais électriques sur échantillons : I_{OH}, I_{CCH}, I_{CCL}, CTR, V_F, BV_R		Tableau II, LTPD = 5, T_A = – 55°C
12. Essais électriques sur échantillons : I_{OH}, I_{CCH}, I_{CCL}, CTR, V_F, BV_R		Tableau II, LTDP = 5, T_A = – 55°C à + 125°C
13. Essais sur échantillons : t_{PHL}, t_{PLH}		Tableau II, T_A = 25°C, LTPD = 5
14. Inspection visuelle externe	2009	

TABLEAU V - GROUPE B

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883		LTPD
	Méthode	Conditions de mesure	
Sous-groupe 1			15
Dimensions	2016	Voir dessin boîtier	
Sous-groupe 2			20
Soudabilité	2003	Immersion des 16 broches à 2,5 mm du boîtier	
Sous-groupe 3			15
Cycle de température	1010	Condition C	
Chocs thermiques	1011	Condition A	
Herméticité, fines fuites	1014	Condition A	
Herméticité, grosses fuites	1014	Condition C	
Mesures finales : I_{OH}, CTR, I_{CCH}, I_{CCL}, V_F, BV_R, I_{I-O}		Suivant Tableau II, T_A = 25°C	
Sous-groupe 4			15
Chocs, hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les 3 plans X_1, Y_1, Y_2	
Accélération constante	2001	5 kG, Y_1	
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 5			15
Tenue à la traction des broches	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	
Sous-groupe 6			
Durée de vie à haute température	1008	T_A = 150°C	λ = 7
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 7			
Durée de vie en régime permanent	1005	V_{CC} = 5 V, I_F = 20 mA, T_A = 125°C	λ = 7
Mesures finales : idem sous-groupe 3		V_{CC} = 3,5 V, R_L = 270 Ω	

Haute Fiabilité

- *Introduction*
- *Guide de sélection*



HAUTE FIABILITÉ, APPLICATIONS MILITAIRES

La conception de nos produits et nos moyens de production nous permettent de fournir des produits de haute fiabilité, triés en fonction des normes MIL-S-19500 et MIL-M-38510. Le programme des tests peut inclure le tri à 100 % avec contrôle visuel avant encapsulation, le contrôle par échantillonnage ou les deux à la fois. Un client peut parfaitement imposer ses propres normes de qualification, elles seront strictement suivies en fonction des documents et procédures fournies.

Programmes possibles

	Programmes disponibles		
	Par lots	Tri à 100 %	Tri par lots et à 100 %
PRODUITS HERMÉTIQUES			
— DEL selon MIL-S 19500	JAN	—	JANTX
— Afficheurs à puce hybride Essais menés en conformité avec le modèle fourni par la norme MIL-M-38150, classe B	—	TXV	TXVB
— Photocoupleurs à puce hybride Essais adaptés à partir de la norme MIL-M-38150, classe B	—	TXV	TXVB
— Photocoupleurs, essais prévus à la norme MIL-M-38150, classe S	X	X	X
— Assemblage spécial de photocoupleurs avec essais menés conformément au modèle fourni par la norme MIL-M-38150, classe B ou S	X	X	X
PRODUITS NON HERMÉTIQUES			
Tous les produits peuvent être sélectionnés en fonction d'essais (basés sur les normes MIL-S-19500 ou MIL-M-38510 classe B) préconisés par l'utilisateur	X	X	X

* Les programmes de test sont fonction de la destination du produit, de son historique et de ses possibilités.
X Possible ; — Impossible.

Les composants Hewlett-Packard sont protégés par des boîtiers scellés selon trois procédés, dépendant des besoins de l'utilisateur et du marché particulier auquel ils sont destinés. Les produits de très haute fiabilité sont encapsulés dans des boîtiers conventionnels verre-verre, verre-métal ou employant des techniques proches à base de céramique. Ces dispositifs sont insensibles à l'humidité et résistent aux essais d'étanchéité prescrits au niveau d'essai indiqué.

Le second mode d'encapsulation utilise un enrobage de résine époxy. Cet enrobage, capable de subir avec succès les essais d'étanchéité, peut être utilisé dans les applications demandant une grande fiabilité, mais en atmosphère à taux d'humidité relativement faible pendant une longue période.

Le troisième type de boîtier non hermétique utilise aussi l'époxy qui assure une fonction de maintien mécanique et, à la fois, de protection. Ces produits sont souvent utilisés dans les équipements au sol sans spécifications particulières, et passent avec succès les tests de qualification par lot demandés par un client ou ceux réservés aux composants sous enrobage plastique.

Les tests facultatifs recommandés dans la séquence de tri des produits non hermétiques du tableau ci-dessous dépendent de la configuration du boîtier, du type d'assemblage et des préférences du client. Les conditions de choix des essais dépendent du produit et sont basés sur les valeurs limites absolues.

Programme recommandé : tri pièce par pièce

	Examen ou essai	Méthode MIL-STD-883	Méthode MIL-STD-750	Programmes pour produits non hermétiques
1	Examen visuel avant fermeture	Procédure HP	Procédure HP	facultatif
2	Stockage à haute température	1008	1031	100 %
3	Cycle de température	1010	1051	facultatif
4	Accélération constante	2001	non appli.	facultatif
5	Fines fuites	1014	1071	facultatif
6	Grosses fuites	1014	1071	facultatif
7	Essais élec. et optiques intermédiaires	—	—	facultatif
8	Rôdage	1015	1038	100 %
9	Essais élec. et optiques définitifs	—	—	100 %
10	Mesure de dérive	—	—	facultatif
11	Examen visuel	2009	2071	100 %

Hewlett-Packard insiste sur la fiabilité, pour les marchés commerciaux aussi bien que pour ceux qui exigent une grande sureté de fonctionnement. A l'introduction d'un nouveau produit, comme en cours de production d'un dispositif déjà existant, des lots d'échantillons sont prélevés en cours de fabrication pour subir un contrôle de qualification. Les résultats de ces prélèvements, après traitement des données, indiquent le niveau de fiabilité assuré par cette famille de produits, ils sont ensuite regroupés dans des fiches « Relevé des résultats de fiabilité » (Reliability Summary Date Sheets) mises gracieusement à votre disposition sur demande à un bureau commercial HP.

Les spécifications générales concernant les semi-conducteurs viennent d'être complétées par le ministère de la défense des USA. Ces nouvelles normes portent la référence MIL-D-87157 (août 1981), et concernent les afficheurs à DEL. Hewlett-Packard continuera à maintenir son leader-ship dans ce domaine en fournissant des produits de pointe pour applications militaires en sélectionnant ses afficheurs en fonction de feuilles d'essais basés sur ces nouvelles normes.

DEL hermétiques à grande fiabilité

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2⊖ 1/2 (1)	Tension directe typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	Hermé-tique T046 (3)	1N5765 JAN 1N5765 (4) JANTX 1N5765 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA	70°	1,6 V à 20 mA	
		1N6092 JAN 1N6092 (4) JANTX N6092 (4)	Rouge haut rendement (616 nm)		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		1N6093 JAN 1N6093 (4) JANTX 1N6093 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		1N6094 JAN 1N6094 (4) JANTX 1N6094 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	224
	A monter sur panneau	5082-4787 HLMP-0930 (4) HLMP-0931 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA		1,6 V à 20 mA	
		5082-4687 M 19500/ 519-01 (4) M 19500/ 519-02 (4)	Rouge haut rendement (626 nm)		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		5082-4587 M 19500/ 520-01 (4) M 19500/ 520-02 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		5082-4987 M 19500/ 521-01 (4) M 19500/ 521-02 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	

Notes :
1. ⊖ 1/2 : angle pour lequel l'intensité lumineuse est la moitié de celle sur l'axe principal.
2. Longueur d'onde crête.
3. Montable sur circuit imprimé.
4. Agréés par les organismes militaires par le montage sur produits de haute fiabilité.

Photocoupleurs à grande fiabilité

Modèle	Description	Applications	Vitesse de transmis. typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolement entrée/ sortie	Page
6N134 6N134 TXV 6N134 TXVB	Double canal, hermétique, porte logique à couplage optique, sélection TXV, sélection TXVB − 55 → + 125 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	10 M bit/s	400% typ.	10 mA	1500 Vcc	387
6N140 6N140 TXVB 6N140 TXVB	Quadruple photocoupleur faible courant d'entrée et et grand gain, hermétique − 55 → + 125 °C	Récepteur de ligne, faible puissance, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	300 k bit/s	300% min.	0,5 mA	1500 Vcc	391
4N55 4N55TXV 4N55TXVB	Double canal, hermétique couplage analogique, Sélection TXV Sélection TXVB − 55 → + 125°C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes analogiques élément de rétro-action sur alimentation de puissance à découpage	700 k bit/s	7% min.	16 mA	1500 Vcc	395

Afficheurs à DEL intégrés, hermétiques

	Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
	8 broches dorées hermétique, DIP 15,2 mm J = 7,4 mm	4N51 (5082-7391) (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais groupe B	• Équipements embarqués (terre, air, mer) • Sécurité incendie • Espace • Équipements demandant une grande fiabilité	141
		4N52 (5082-7392) (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
		4N55 (5082-7395) (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
		4N53 (5082-7393)	Indicateur de polarité TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		

Afficheurs à usages militaires ou industriels

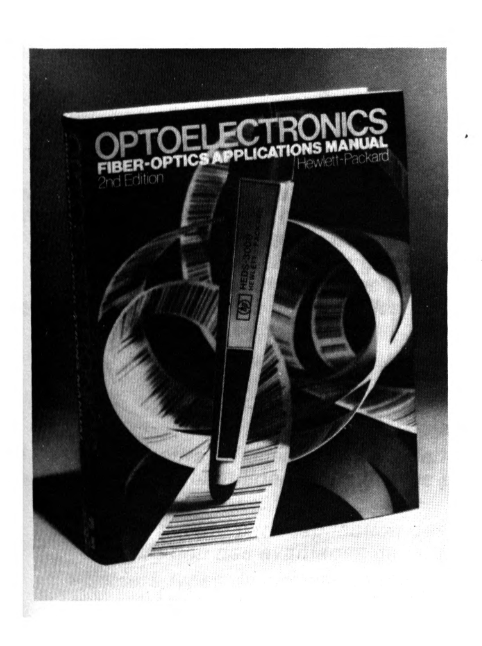
	Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
	8 broches verre- DIP 15,2 mm H = 7,4 mm	5082-7356	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés	• Instrumentation médicale • Équipements industriels et commandes de machines • Ordinateurs • Tout équipement nécessitant des circuits intégrés verre/céramique	136
		5082-7357	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7359	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7358	Indicateur de polarité (+, −), dépassement		
	Rouge haut rendement consom-mation	HDSP-0760 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	• Matériels militaires • Équipements à terre • Aviation • Grande fiabilité	147
		HDSP-0761 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0762 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0763 (D)	Dépassement ± 1		
	Rouge haut rendement ultra-lumineux	HDSP-0770 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, H = 7,4 Mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés	• Systèmes fonc-nant sous fort éclairage ambiant • Tableau de bord, aviation, marine • Grande fiabilité	
		HDSP-0771 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0772 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0763 (D)	Dépassement ± 1		
	Jaune	HDSP-0860 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	• Ordinateurs • Sécurité incendie • Matériels militaires • Grande fiabilité	
		HDSP-0861 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0862 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0863 (D)	Dépassement ± 1		
H = 7,4 mm Boîtier 8 broches verre-céramique, DIL 15,2 mm	Vert	HDSP-0960 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0961 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
H = 7,4 mm Boîtier 8 broches verre-céramique DIL 15,2 mm		HDSP-0962 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0963 (D)	Dépassement ± 1		

Afficheurs alphanumériques à DEL

	Boîtier	Référence	Couleur	Description	Applications	Page
	12 broches céramique DIP 7,62 mm filtre de contraste rouge	HDSP-2000	Rouge	4 caractères alphanumériques, matrice 5 × 7, H = 3,8 mm, commande et registre à décalage intégrés	• Calculateurs programmables • Terminaux d'ordinateurs • Machines de gestion • Instrumentation médicale • Équipements de télécommunication, entrée et sorties de données, mobiles et portables Pour toute information complémentaire, consulter les notes d'application 966 et 1001	44
	12 broches céramique DIP 7,62 mm lentille non teintée	HDSP-2001	Jaune			
	12 broches céramique DIP 7,62 mm lentille non teintée	HDSP-2002	Rouge haut rendement			
	12 broches céramique DIP 7,62 mm filtre de contraste rouge	HDSP-2010	Rouge	4 caractères alphanumériques, matrice 5 × 7, H = 3,8 mm, commande et registre à décalage intégrés. Plage de température étendue à – 40°C Tests en qualité (TXV)	• Applications grande fiabilité avec gamme de température étendue • Terminaux entrée-sortie • Aviation	51
	12 broches céramique DIP 6,35 mm	HDSP-2300	Rouge faible consommation	4 caractères alphanumériques, matrice 5 × 7, H = 4,87 mm	• Aviation • Matériels militaires • Équipements au sol • Cockpits • Équipements embarqués • Équipements médicaux • Surveillance de processus industriels • Périphériques et terminaux d'ordinateurs • Équipements de métrologie • Système fonctionnant sous fort éclairage ambiant NOTE : Consulter les notes d'applications 966 et 1001	54
		HDSP-2301	Jaune ultra-lumineux			
		HDSP-2302	Rouge HR ultra-lumineux			
	28 broches céramique DIP 15,24 mm	HDSP-2490	Rouge	4 caractères alphanumériques, matrice 5 × 7, H = 6,9 mm		60
		HDSP-2491	Jaune ultra-lumineux			
		HDSP-2492	Rouge haut rendement ultra-lumineux			

Applications

- *Manuel d'applications optoélectroniques*
- *Résumé des notes et bulletins d'applications non inclus dans ce catalogue*
- *Notes et bulletins d'applications (version intégrale en français)*





L'afficheur 5082-7300 à matrice de points a été choisi par notre division instrumentation de Stanford Park (USA) pour équiper son générateur à très faible bruit 8662. Ce générateur a été conçu avec de très faibles interférences RF et un signal extrêmement pur. Il fallait éviter dans toute la mesure du possible les interférences RF potentielles et trouver un afficheur ne nécessitant pas d'échantillonnage. Le 5082-7300 avec son électronique associée sur carte a satisfait à ces exigences sans nuire à l'esthétique du panneau avant.

MANUEL D'APPLICATIONS OPTOÉLECTRONIQUES (HPBK-2000, en anglais).

Publié pour la première fois en 1977 par Mc Graw-Hill, ce manuel vient d'être réédité et considérablement augmenté. Cette dernière édition fournit les renseignements les plus nouveaux sur les applications de l'optoélectronique. Les chapitres originaux concernant les DEL, les afficheurs, les photocoupleurs sont maintenant accompagnés de chapitres concernant les fibres optiques, l'utilisation des photocoupleurs dans l'industrie, l'éclairement par transparence, l'interface afficheurs-microprocesseurs, les afficheurs visibles sous très fort éclairement et la détection précise de position par réflexion.

Ce livre peut être acheté chez votre distributeur agréé HP ou aux éditions Mc Graw-Hill. La liste de nos distributeurs est donnée en fin de catalogue.

Résumé des notes et bulletins d'applications non traduits

NOTES D'APPLICATIONS

NOTE D'APPLICATIONS 931 (en anglais)
Solid State Alphanumeric Display... Decoder/Driver Circuitry

(circuits décodeurs et de commande pour afficheurs alphanumériques à semi-conducteurs)

Hewlett-Packard fabrique une série d'afficheurs à semi-conducteurs, permettant de visualiser plusieurs caractères alphanumériques, utilisant des matrices de DEL au Ga AsP. Ces matrices 5 × 7 font apparaître des caractères brillants, très lisibles. Elles sont adressables en X et Y : le schéma d'adressage, de décodage et de commande des modules d'affichage par la logique de commande est très simple. Cette note donne en détail la méthode à utiliser : elle commence par une description générale de la technique d'échantillonage ou d'analyse utilisée puis décrit une méthode d'échantillonnage des lignes et des colonnes. Elle donne enfin la description pratique et détaillée d'un montage destiné à l'échantillonnage vertical.

NOTE D'APPLICATIONS 934 (en anglais)
5082-7300 Series Solid State Display Installation Techniques

(utilisation des afficheurs à semi-conducteurs de la série 5082-7300)

Les afficheurs hexadécimaux de la série 5082-7300 donnent la solution d'un grand nombre de problèmes d'affichage dans les applications commerciales, industrielles ou militaires. Chaque boîtier comporte les éléments de visualisation (DEL) et leur électronique de commande : ceci permet un gain de place, une réduction du nombre de sorties, une diminution de prix ainsi qu'une amélioration notable de la fiabilité. Les informations contenues dans cette note décrivent les méthodes générales d'incorporation des 5082-7300 dans diverses applications.

NOTE D'APPLICATIONS 937 (en anglais)
Monolithic Seven Segment LED Display Installation Techniques

(Utilisation des afficheurs monolithiques sept segments à DEL)

La série des petits afficheurs monolithiques au Ga AsP, alignables, a été conçue pour la commande par échantillonnage, méthode permettant le fonctionnement du générateur de caractères en temps partagé.

Cette note débute par l'explication des techniques d'échantillonnage utilisées. Suit la description des avantages de l'utilisation du point décimal à droite ou au centre.

Plusieurs types de circuits sont ensuite présentés. La note se termine sur quelques considérations concernant l'interface avec différents masques de données et sur le montage mécanique de l'afficheur.

NOTE D'APPLICATIONS 939 (en anglais)
High Speed Optically Coupled Isolators

(isolateurs à grande vitesse couplés optiquement)

Les concepteurs de circuits sont souvent confrontés à des problèmes d'isolement entre circuits pour éliminer des couplages par la masse ou les signaux indésirables en mode commun : les éléments courants utilisés pour résoudre ces problèmes sont les relais, les transformateurs et les récepteurs de ligne. Ces éléments présentent des limites, les relais et transformateurs ont des vitesses de transmission très faibles et incompatibles avec celle des circuits logiques modernes, les récepteurs de ligne ont une vitesse correcte mais sont limités à une tension de mode commun de 3 V, de plus ils ne protègent pas correctement contre les bouclages par la masse. Les isolateurs à couplage optique dont on dispose à l'heure actuelle résolvent la plupart de ces problèmes.

La présente note d'applications décrit les isolateurs Hewlett-Packard à grande vitesse et traite de leurs applications dans les circuits numériques et analogiques.

NOTE D'APPLICATIONS 945 (en anglais)

Photometry of Red LEDs

(photométrie des DEL rouges)

Les DEL sont presque exclusivement utilisées comme voyants ou comme partie intégrante d'un afficheur à segments ou à matrices de points. Elles sont vues directement par l'œil donc jugées subjectivement par l'observateur. Le montage de mesure de la lumière qu'elles émettent devra donc simuler la vision humaine.

Cette note d'applications répond aux questions suivantes :

- *Que mesurer ? (définition des termes)*
- *Comment mesurer ? (montage à réaliser)*
- *Quels appareils utiliser ? (critères de choix)*

NOTE D'APPLICATIONS 946 (en anglais)

5082-7430 Series Monolithic Seven Segments Display

(afficheurs monolithiques sept segments série 5082-7430)

Les afficheurs monolithiques sept segments 5082-7430 sont des barrettes de 3 ou 4 caractères, capables d'afficher les chiffres et quelques lettres sélectionnées. Ces afficheurs au Ga Asp sont équipés d'une lentille intégrée, agrandissant les caractères et amplifiant leur intensité lumineuse. Les caractères obtenus ont 2,79 mm de hauteur et sont lisibles jusqu'à 5 m avec une puissance d'alimentation de 0,5 mW par segment seulement.

Pour l'échantillonnage des afficheurs, le décodeur fonctionne en temps partagé, tous les caractères étant éclairés successivement.

Cette note donne en outre quelques exemples typiques d'applications, telles que : chronomètre électronique, compteur d'événements, calculateur à quatre fonctions.

NOTE D'APPLICATIONS 947 (en anglais)
Digital Data Transmission Using Optically Coupled Isolators

(transmission de données numériques par photocoupleurs couplés optiquement)

Les photocoupleurs constituent d'excellents récepteurs de ligne pour la transmission de données numériques. Ils sont particulièrement recommandés pour éliminer les interférences en mode commun entre deux systèmes de transmission de données isolés. Cette note insiste sur certaines considérations dont il faut tenir compte dans l'étude et la conception des circuits, en particulier, quant au choix des circuits de commande et des récepteurs de ligne ainsi que des lignes de transmission pour obtenir la meilleure vitesse possible et la meilleure réjection en mode commun. Les méthodes d'adaptation (charges résistives ou actives), les techniques spécifiques de multiplexage, les méthodes d'amélioration de la réjection en mode commun et de la vitesse sont décrites en détail.

NOTE D'APPLICATIONS 964 (en anglais)
Contrast Enhancement Techniques

(amélioration du contraste)

Cette note décrit les différentes méthodes ainsi que les critères sur lesquels doit se baser le personnel utilisant des afficheurs pour obtenir un contraste maximal sur les afficheurs à DEL rouges, jaunes et vertes. Une liste des filtres et de leurs fabricants termine la note.

BULLETINS D'APPLICATIONS

BULLETIN D'APPLICATIONS 1 (en anglais)

Construction and Performance of High Efficiency Red, Yellow and Green LED Materials

(réalisation et performances des DEL rouges haut rendement, jaunes et vertes)

La très haute luminosité des diodes électroluminescentes Hewlett-Packard rouges haut rendement, jaunes et vertes résulte de l'emploi d'un matériau nouveau utilisant un substrat au Ga AsP transparent. Les performances du Ga AsP transparent sont ensuite comparées à celles du Ga AsP des DEL rouges standard et au Ga P.

BULLETIN D'APPLICATIONS 3 (en anglais)
Soldering Hewlett-Packard Silver Lead Frame LED Devices

(soudure des broches de sortie argentées des boîtiers des DEL)

La plupart des broches des DEL commerciales sont argentées. Souder une broche argentée n'est pas plus difficile que de souder une broche dorée. Certaines précautions doivent toutefois être prises pour éviter l'oxydation des broches.

BULLETIN D'APPLICATIONS 4 (en anglais)
Detection and Indication of Segment Failures in Seven Segment LED Displays)

(détection et repérage des ou du segment défectueux sur un affichage à DEL sept segments)

L'affichage d'indications erronées dues à un segment défectueux peut avoir de sérieuses conséquences. Ce bulletin donne trois méthodes de détection de panne et la manière d'indiquer cette défectuosité.

BULLETIN D'APPLICATIONS 52 (en anglais)
Large Monolithic LED Display

(afficheurs monolithiques à plusieurs DEL intégrées)

La tendance est d'incorporer des fonctions de plus en plus complexes dans des appareils de plus en plus petits (appareils portables alimentés sur batteries). On en arrive ainsi à être limité par la puissance d'alimentation et l'espace : les afficheurs à DEL intégrées tendent à répondre à ces critères. Ce bulletin décrit les avantages de nos afficheurs monolithiques et les circuits d'interface avec une logique CMOS et avec un microprocesseur.

BULLETIN D'APPLICATIONS 54 (en anglais)
Mechanical Handling of Subminiature LED Lamps and Arrays — The Need for Careful Mechanical Handling

(précautions à prendre dans la manipulation et le montage des DEL subminiatures)

Hewlett-Packard fabrique des DEL en boîtiers subminiatures. Ces DEL ont des performances équivalentes aux autres types de DEL mais sont mécaniquement beaucoup plus fragiles. Leurs qualités ne peuvent être conservées que si elles sont manipulées et soudées en prenant quelques précautions très importantes.

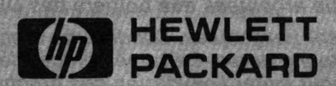
Le présent bulletin indique toutes ces précautions en insistant particulièrement sur la fragilité du boîtier qui ne doit subir aucune contrainte tant mécanique que calorifique.

BULLETIN D'APPLICATIONS 56 (en français)
Contrôleur à données codées pour HDSP-2000. Diagramme des temps et extension de la longueur d'affichage

Ce bulletin, complément à l'AN 1001, a pour but de donner les principales informations concernant le signal d'horloge et son fonctionnement : l'allongement de l'affichage à un nombre quelconque de caractères devient ainsi extrêmement simple. L'extension à 64 ou 128 caractères devient très facile à l'aide des explications fournies.

BULLETIN D'APPLICATIONS 57 (en français)
Etude d'un bilan de flux dans une liaison par fibre optique

Ce bulletin est un complément à l'AN 1000. Il donne des exemples précis d'évaluation du bilan d'une liaison avec un émetteur optique HFBR-1002, un récepteur optique HFBR-2001 et un ensemble câble-connecteurs HFBR-3000.



NOTE D'APPLICATIONS 915

Détection avec seuil des radiations visibles ou infrarouges par PHOTODIODE PIN

La détection et la démodulation de signaux optiques de très faible niveau se réalisent traditionnellement à l'aide de tubes photomultiplicateurs. Cette tradition amène souvent à oublier les photodétecteurs à semi-conducteurs malgré les avantages qu'ils présentent tant du point de vue fonctionnel que performances.

AVANTAGES DES PHOTODIODES PIN SUR LES PHOTOMULTIPLICATEURS

1. Dimensions et poids :
   Les photodiodes PIN sont environ trois fois plus petites et plus légères que les tubes, ce qui simplifie le montage et réduit les coûts.

2. Alimentation :
   Les tubes photomultiplicateurs nécessitent des tensions supérieures à 1000 V, bien stabilisées et régulièrement réparties entre les cathodes secondaires. Par contre, une photodiode PIN et ses amplificateurs fonctionnent parfaitement sous moins de 20 V sans stabilisation particulière.

3. Coût :
   Le prix, amplificateurs compris, est plus faible étant donné la puissance réduite nécessaire à l'alimentation.

4. Réponse spectrale :
   La réponse spectrale d'une photodiode PIN va de l'ultra-violet à l'infrarouge, elle dépasse de loin les possibilités des autres dispositifs de sensibilité comparable.

5. Sensibilité :
   La puissance équivalente de bruit d'une photodiode PIN est inférieure à celle de tous les autres types de détecteurs. Le niveau du signal est toutefois extrêmement faible et nécessite un amplificateur à grand gain et de grande impédance d'entrée pour atteindre de bonnes performances à bas niveau. Les photomultiplicateurs ont un gain propre suffisant pour ne pas avoir besoin d'amplificateur. De plus, la forte impédance nécessaire à l'entrée pour obtenir une grande sensibilité empêche une réponse très rapide alors que celle d'un photomultiplicateur est de l'ordre de la μs même en mode sensible.

6. Stabilité :
   Les caractéristiques de bruit, de réponse spectrale et de sensibilité de la photodiode PIN ne dépendent ni du temps, ni de la température, ni de l'environnement; négliger ces considérations sur les photomultiplicateurs serait dangereux.

7. Surcharge :
   Les photomultiplicateurs de sensibilité comparable à celle d'une photodiode, attaqués par un signal trop puissant, risquent d'être détruits sous l'effet du courant excessif en sortie. La photodiode PIN est insensible à l'éclairage environnant et même à l'exposition au soleil.

8. Solidité :
   Les photodiodes peuvent être soumises à des chocs et vibrations considérables. Elles résistent à une accélération de 1500 G pendant 0,5 ms.

9. Champs magnétiques :
   Le gain des photomultiplicateurs est perturbé par des champs magnétiques aussi faibles que 1 gauss, si le champ magnétique interférant varie, il module le courant de sortie. La photodiode PIN y est insensible.

10. Précision :
    La sensibilité d'une photodiode PIN est essentiellement précise et constante. Dans un même type, les caractéristiques entre deux diodes concordent à ± 0,1 décade; celles d'un photomultiplicateur peuvent varier de plus d'une décade d'un tube à l'autre.

11. Surface sensible :
    La faible surface sensible d'une photodiode PIN permet d'éliminer le diaphragme souvent nécessaire sur certains montages, mais exige un alignement précis.

DETECTEURS A PHOTODIODES PIN

De nombreux photodétecteurs à semi-conducteur existent actuellement sur le marché. Les photodiodes PIN au silicium, ayant les applications les plus variées, seront étudiées ici. Leurs principaux avantages sont les suivants : réponse spectrale très large, grande dynamique, grande vitesse et très faible bruit. Avec le circuit de sortie adéquat, elles sont très bien adaptées à toutes les applications ayant trait à la conversion d'un signal optique en signal électrique. Les textes qui suivent seront limités à la description des photodiodes PIN, à l'étude de leur seuil de sensibilité en détection et des circuits annexes qui le permettent.

DESCRIPTION

Construction

Une brève description des photodiodes PIN fera mieux comprendre leurs performances et les principes qui guident la conception des circuits annexes. La figure 1 montre la constitution théorique d'un tel dispositif, elle n'est pas à l'échelle. Les dimensions ne sont pas respectées dans un but de clarification. La structure PIN s'obtient par diffusion à travers une couche d'oxyde (SiO_2) qui sert en même temps de protection de surface. La plupart des métaux étant opaques, particulièrement dans l'infrarouge, le contact en or est placé seulement à la périphérie de la couche P : il est prolongé par un conducteur en or sur lequel est soudé le fil de sortie qui est ainsi éloigné du passage de la lumière.

Fonctionnement

Un photon absorbé par le silicium donne naissance à un électron et à un trou. Si cette absorption a lieu dans la couche intrinsèque comme sur la figure 1, le trou et l'électron sont séparés par le champ électrique de cette couche. Le rapport de conversion quantique le meilleur (nombre d'électrons par photon) est obtenu pour la couche P la plus fine possible, et la couche intrinsèque la plus épaisse. L'épaisseur de la couche P détermine de plus la valeur de la résistance série parasite (R_S de la figure 2), plus la couche P est fine plus cette résistance est forte. R_S, influençant les performances en HF, un certain compromis doit être maintenu entre le rendement quantique et la bande passante. Celui-ci déterminé, on contrôle l'épaisseur durant la diffusion. L'épaisseur de la couche I est contrôlée en partie par le procédé de diffusion et en partie par la grandeur du champ électrique appliqué à la diode : plus le champ est fort, plus l'épaisseur réelle de la couche I sera grande. Il est intéressant de polariser la diode en inverse : en effet, lorsque la tension inverse de polarisation augmente à partir de 0 V, trois avantages apparaissent : le temps de transit des trous et des électrons diminue, le rapport de conversion augmente légèrement et, ce qui est encore plus intéressant, la capacité décroît brusquement vers 10 V, puis beaucoup plus lentement jusqu'à 20 V environ.

Sous l'effet d'un signal optique la conduction shunt se trouve modulée alors que les trous et les électrons produits par les photons dans la couche I modulent sa conductivité. Cet effet peut devenir assez important sous de forts niveaux d'éclairement puisque la couche I peut se saturer, le rendement quantique diminuant et le temps de montée augmentant. Il est possible de prévenir la saturation en appliquant sur une longue période, une forte tension de polarisation inverse (de l'ordre de 200 V) mais avec le risque de diminuer les propriétés de fuite de la diode. N'étant concernés ici que par les performances avec seuil, nous nous limiterons à des tensions de polarisation inférieures ou égales à 20 V.

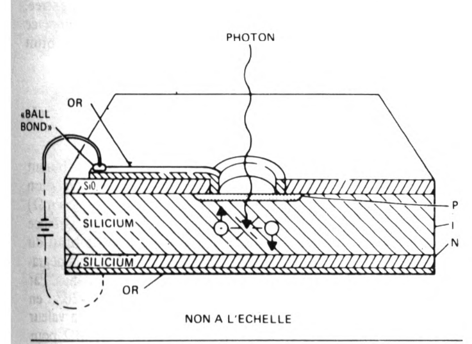


FIGURE 1 — Coupe d'une photodiode PIN

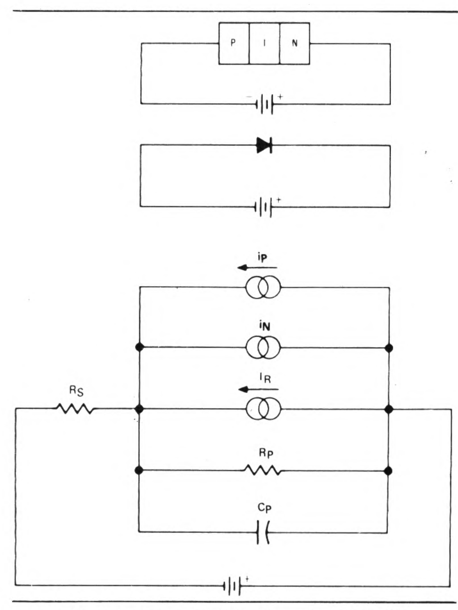


FIGURE 2 — Schéma équivalent à une photodiode PIN et représentation symbolique

Circuit équivalent

Bien polarisée, la photodiode PIN peut être représentée par le circuit équivalent de la figure 2. i_P représente le courant extérieur produit par la diode éclairée. Sa constante de temps est de 10 ps et son débit est de 0,5 A par watt à l'entrée pour une longueur d'ondes de 8000 Å (800 nm). Ceci correspond à un rendement quantique de 75%, c'est-à-dire, de 0,75 électron par photon. i_N est le courant de bruit de la photodiode PIN. La diode étant polarisée en inverse, la formule de calcul de l'effet Schottky est applicable et le courant de bruit s'obtient à partir de l'équation :

$$\frac{i_N^2}{B} = 2\,qIcc \qquad (1)$$

où B : bande passante du système en Hz
q : charge de l'électron ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulombs)
Icc : courant continu en ampères

Dans le cas de la photodiode, Icc représente simplement le courant d'obscurité, I_R dépendant essentiellement de sa conception et de ses dimensions. Les valeurs maximales sont de l'ordre de 100 pA pour les diodes 5082-4204, 150 pA pour les diodes 5082-4205 et 2 nA pour les diodes 5082-4203. La résistance shunt, R_P, très importante, est supérieure à 10 GΩ (10^3 MΩ) et son courant de bruit est négligeable. La capacité shunt, C_P, est comprise entre 2 et 5 pF, elle dépend du type de diode et de la tension de polarisation en inverse. Aux fréquences hautes, il est important de réduire C_P, puisque la fréquence de coupure est donnée par la formule :

$$f_c = \frac{1}{2\,\pi\,R_S\,C_P} \qquad (2)$$

Bien que notre sujet aborde uniquement le fonctionnement avec seuil aux fréquences basses, nous verrons plus loin, lorsque nous en arriverons à l'étude du montage, qu'il existe d'autres raisons pour réduire C_P.

Performances

Les performances sont spécifiées de différentes façons. L'expression la plus facile à comprendre et la plus utile est sous la forme d'un signal de bruit à l'entrée. C'est le signal d'entrée qui produit en sortie un signal équivalent au bruit présent lorsqu'il n'y a aucun signal à l'entrée. L'entrée de bruit équivalente en W s'appelle puissance équivalente de bruit (NEP en anglais) et se définit ainsi :

$$\text{PUISSANCE EQUIVALENTE DE BRUIT} = \frac{\text{COURANT DE BRUIT } (A/\sqrt{Hz})}{\text{REPONSE EN COURANT } (A/W)} \quad (3)$$

et dont l'unité correspond à des $W/\sqrt{Hz}$. Les dispositifs photodétecteurs se comparent en fonction de leur NEP, plus celle-ci est faible, meilleure est la diode.

Une autre méthode pour définir la sensibilité de seuil est de faire le rapport signal/bruit pour un niveau de puissance d'entrée déterminé. En prenant 1 pW par exemple, le rapport signal/bruit en sortie s'obtient ainsi :

$$\text{Rapport S/B} = \frac{\text{REPONSE (A/W) x ENTREE (W)}}{\text{COURANT DE BRUIT (A)}} \quad (4)$$

C'est donc un rapport de courants. Pour l'exprimer en dB, nous multiplierons par 20 son logarithme en base 10 bien que l'expression se convertisse linéairement en rapport de puissance, ceci parce que le dispositif répond ***linéairement*** à la ***puissance*** à l'entrée.

La figure 3 donne les courbes de sensibilité spectrale de plusieurs types de photodiodes PIN et les compare à celle des différents modèles de tubes photomultiplicateurs. La sensibilité est donnée en fonction du rapport S/B et de la puissance équivalente de bruit, cette dernière en dBm. Ces courbes amènent plusieurs remarques intéressantes. Bien que le rendement quantique des diodes PIN soit constant de 500 à 800 nm, leur sensibilité ne l'est pas. Ceci est dû au fait que l'énergie émise par quantum (photon) est fonction de la longueur d'onde.

Les courbes des trois types de photodiodes montrent d'autre part l'interdépendance de la sensibilité et du courant de fuite. La plus grande sensibilité est obtenue avec la diode 5082-4204 qui possède le courant de fuite le plus faible, 100 pA; vient ensuite la 5082-4205 avec 150 pA et enfin la 5082-4203 avec 2 nA. Les trois courbes sont en fait décalées d'une valeur égale à la différence de courant de bruit puisque leur rendement quantique est identique. Elles montrent d'autre part l'étendue de la réponse en fréquence des diodes comparée à celle des tubes photomultiplicateurs. La courbe de réponse en puissance des diodes PIN présente une pente correspondante. Noter comment la réponse inhérente du silicium, améliorée par l'épaisseur de la couche I, permet de les utiliser avec de bonnes performances, sur une plage bien supérieure à celle des deux types de photomultiplicateurs.

Le seuil de sensibilité d'un tube photomultiplicateur est meilleur dans la région du spectre visible, cependant cet avantage n'est pas toujours significatif lorsqu'il est comparé aux désavantages de poids et de taille, d'instabilité du gain et de sensibilité de ce dernier en fonction de la température, des problèmes d'alimentation (haute tension et régulation). Les performances supérieures des photodiodes PIN dans le rouge et l'infrarouge ne signifient pas non plus qu'elles soient toujours meilleures dans toutes les applications, il faut tenir compte de leur faible surface sensible et de leur faible niveau de signal. L'atteinte des performances, indiquées figure 3, nécessite un grand soin dans la conception du circuit qui suit la photodiode.

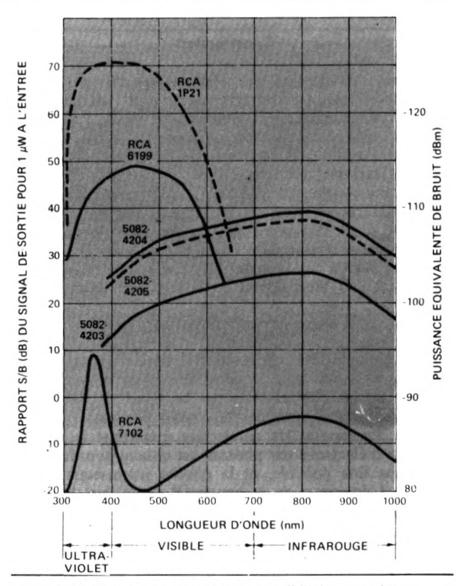


FIGURE 3 – Comparaison des sensibilités spectrales des photodétecteurs

CRITERES DE REALISATION DU CIRCUIT D'AMPLIFICATION

L'amplificateur doit répondre non seulement aux critères habituels de bruit, de bande passante, de dynamique, etc. mais encore aux critères fondamentaux suivants :

1. Grande tension inverse :
   la diode doit fonctionner avec une polarisation inverse comprise entre 10 et 20 V pour réduire les capacités shunt.

2. Très grande impédance d'entrée :
   c'est le moyen fondamental d'obtenir un bon compromis sensibilité-temps de montée.

L'influence de la tension inverse sur la capacité a été étudiée précédemment, mais son importance est telle qu'elle mérite insistance.

Une grande résistance d'entrée est nécessaire pour conserver un grand rapport signal/bruit. Le signal de sortie que fournit la diode est un courant et son bruit interne est assimilé à un courant, il est donc logique de représenter le bruit de l'amplificateur par un courant de bruit équivalent à l'entrée. La plus faible valeur de résistance qui peut être connectée à l'entrée est déterminée par son courant de bruit conformément à l'expression de bruit thermique :

$$\frac{i_N^2 \text{ (thermique)}}{B} = \frac{4\,kT}{R} \quad (5)$$

La comparaison des équations (1) (relation entre le courant de bruit de la diode et le courant de fuite) et (5) (relation entre le courant de bruit de la résistance et sa valeur en Ω) rend clair le fait qu'il y a une certaine valeur de résistance au-dessous de laquelle la puissance équivalente de bruit du système, c'est-à-dire le seuil de sensibilité subira une dégradation de 5 dB par décade de diminution de résistance. Par exemple, dans le cas de la photodiode 5082-4203, en supposant un courant de fuite maximal de 2 nA, la valeur de la résistance ne doit pas être inférieure à 25 MΩ pour éviter la chute du seuil de sensibilité.

AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

Il est non seulement nécessaire de maintenir le courant de bruit à l'entrée à une faible valeur en employant de très grandes valeurs de résistance à l'entrée, mais aussi de réduire au maximum les autres sources de bruit. Il n'est pas possible d'utiliser des transistors ordinaires (PNP ou NPN) si l'on veut approcher de la sensibilité absolue d'une photodiode PIN même avec des transistors à faible bruit comme le 2N2484. Dans les applications pour lesquelles la sensibilité peut être sacrifiée à la simplicité, il est pourtant possible d'utiliser de tels transistors. Un tel circuit est illustré figure 4, il permet d'obtenir une sensibilité correspondant à une puissance de bruit équivalente de – 95 dBm. Q1 fonctionne avec le courant collecteur minimal assurant quand même le gain voulu. Une boucle à grand gain est nécessaire pour compenser par une contre réaction négative, le temps d'établissement très long amené par la grande valeur de la résistance d'entrée. Une résistance supérieure à 10 MΩ n'est pas nécessaire dans le cas présent, le transistor lui-même fournissant la limite du bruit fondamental. Q2 est un transistor PNP qui équilibre la tension base-émetteur de Q1 pour que la sortie soit proche de zéro sans réglage. Les deux résistances, R1 et R3, fournissent la plage de réglage nécessaire du zéro sans atténuer valablement le courant de contre réaction. Le courant I_2 croissant, l'amplificateur provoque une chute de tension sur l'émetteur de Q3 avec pour corollaire l'écoulement du courant traversant R1 hors du noeud (base de Q1) par lequel passe I_2.

Schémas de base

La photodiode, pour avoir une réponse linéaire, doit fonctionner avec une résistance de charge aussi faible que possible. La figure 5 montre la disposition à adopter dans ce cas. L'entrée négative est à la masse virtuelle. La résistance dynamique que voit la photodiode est égale à R_1 divisée par le gain de boucle. Si l'amplificateur opérationnel a une résistance d'entrée extrêmement grande, le gain de boucle est presque égal au gain direct de l'amplificateur. R_2 peut être omise si le photocourant est suffisamment fort, son but étant de compenser les effets du courant de décalage. La tension de sortie varie dans le même sens que le signal optique. Si l'on désire que la tension de sortie diminue en présence d'un signal optique à l'entrée, il faut inverser à la fois la photodiode et E_C, qui peut cependant être égal à zéro. Le temps de réponse est normalement limité par la constante de temps amenée par R_1 et sa capacité propre. Pour diminuer cette dernière, on réalise R_1 avec deux ou plusieurs résistances en série.

En logarithmique, la résistance de charge doit être la plus importante possible au moins 10 GΩ. Un amplificateur opérationnel à FET d'entrée permet un tel fonctionnement (figure 6). Si le courant d'offset de l'amplificateur amène des problèmes, une résistance peut être montée entre les entrées + et –. Sa valeur ne doit pas être inférieure à 10 GΩ divisés par le gain de boucle. Celui-ci est égal au gain direct de l'amplificateur divisé $(1 + R/R_1)$ lorsque l'amplificateur est à très grande résistance d'entrée; en faisant $R_2 = 0$, la résistance entre les entrées est la plus faible possible. Le temps de réponse τ de cet amplificateur est très long, de l'ordre de 0,1 s. Le meilleur moyen pour atteindre une grande vitesse est d'utiliser un amplificateur linéaire comme celui de la figure 5 suivi d'un convertisseur logarithmique.

Amplificateur de photodiode très rapide

Les applications, qui font appel à des signaux numériques de grande vitesse comme les senseurs optiques pour tubes à rayons cathodiques, nécessitent des amplificateurs dont la bande passante est supérieure à celle du circuit de la figure 5.

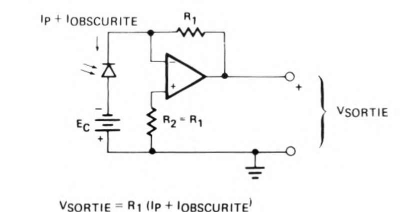


FIGURE 5 – Montage en réponse linéaire

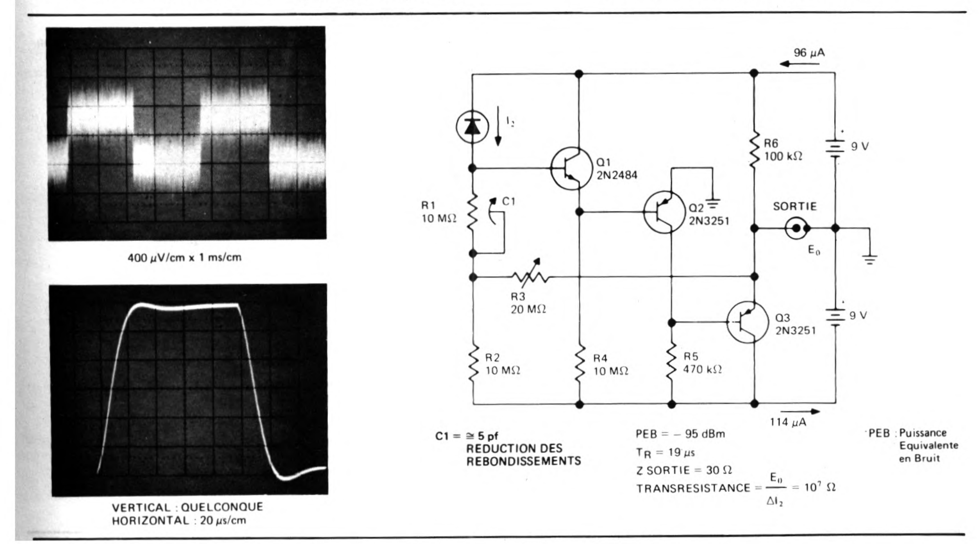


FIGURE 4 – Schéma de l'amplificateur à transistors pour photodiode

Un tel amplificateur peut être réalisé à partir d'un réseau de cinq transistors intégrés (RCA, CA3127E). Le circuit en est illustré figure 8 : il est constitué de deux étages d'amplification, le premier comprenant les transistors Q1-Q3 (Q1 monté en émetteur-suiveur avec contre réaction fournie par l'émetteur de Q3) et Q2 monté en amplificateur inverseur entre Q1 et Q3; le second étage comprend Q4 et Q5 amène un gain supplémentaire au premier et sert de tampon en sortie. Ils fournissent une transrésistance équivalente de 420 kΩ. Ceci signifie que la tension sortie est égale au produit du photocourant Ip par 420 kΩ.

Les performances atteintes par les fronts montant et descendant photographiés figure 7 sont obtenus avec des circuits à très grande vitesse. La vitesse atteinte dans le cas présent équivaut à une bande passante de 9,5 MHz avec un flux de 1,9 μW à l'entrée. Ce flux est obtenu avec un émetteur de lumière HEMT-6000 fonctionnant à 700 nm sous 10 mA placé à 1 cm de la photodiode PIN 5882-4207.

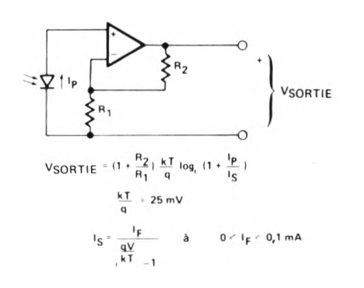
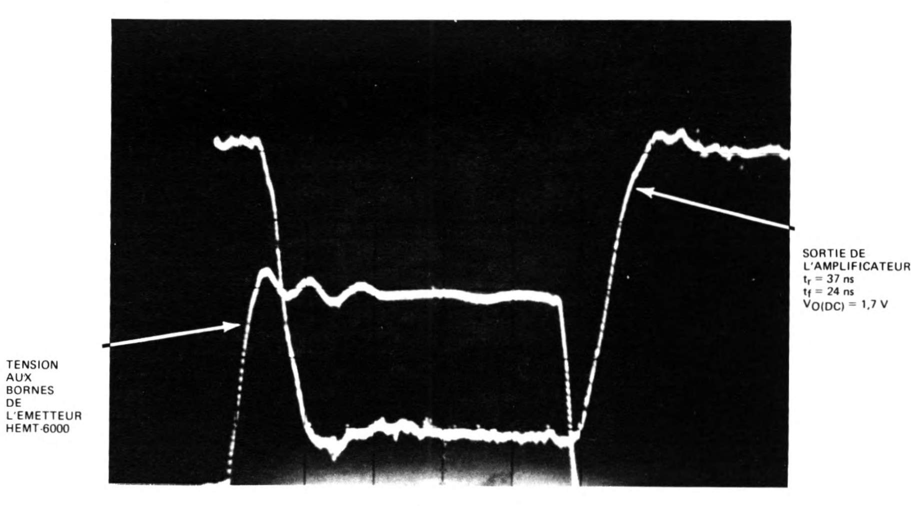


FIGURE 6 — Circuit de l'amplificateur logarithmique



200 mV/cm x 50 ns/cm

FIGURE 7 — Réponse en impulsion de l'amplificateur pour photodiode

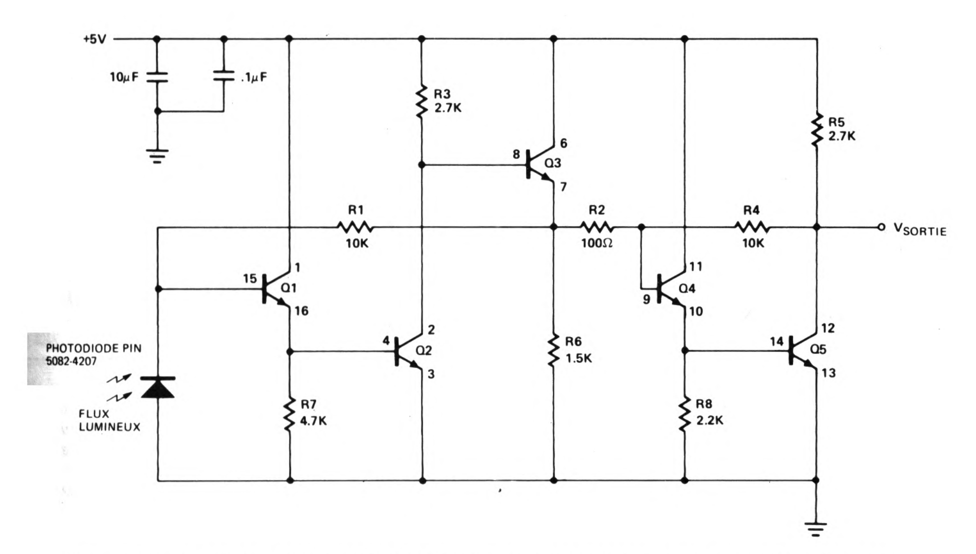
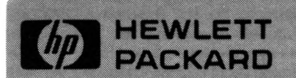


FIGURE 8 — Amplificateur à grand gain et à grande vitesse pour photodiode PIN



NOTE D'APPLICATIONS 948

Performances des photocoupleurs 6N135, 6N136 et 6N137 dans les liaisons à courtes et moyennes distances

Cette note d'applications est destinée à étudier les performances que l'utilisateur peut attendre de ces photocoupleurs utilisés en récepteur de ligne dans un réseau de transmission de données NRZ compatible TTL. Elle décrit quelques systèmes complets comprenant un amplificateur de ligne avec son câble, son adaptation ainsi que son raccordement à une logique TTL. Ces systèmes fonctionnent correctement entre 0,30 et 90 m, le débit binaire varie entre 0,6 et 19 Mbits/s, limité aux courtes distances par les performances du coupleur et aux longues distances par les pertes dans le câble.*

* Non retour à zéro

INTRODUCTION

Les photocoupleurs remplacent avantageusement les récepteurs de ligne à circuits intégrés dans la transmission des données. Ils ont le grand avantage d'avoir une réjection de bruit en mode commun bien meilleure et de permettre un véritable isolement des deux sous-systèmes par rapport à la masse. Un récepteur de ligne conventionnel est limité au mieux à une réjection de bruit en mode commun de ± 20V en continu dans toute sa gamme de fréquence alors qu'un photocoupleur peut atteindre une réjection de ± 2,5 kV à 60 Hz.

Un photocoupleur conventionnel à phototransistor est limité dans son temps de commutation minimal total. Sous de forts débits binaires, au-dessus de 200 - 500 kbits/s, les retards peuvent atteindre une valeur importante. Les HP 6N135 et 6N137 renferment une photodiode et un transistor intégrés pour réduire la durée de commutation. Le 6N137 possède en plus un circuit d'amplification qui réduit encore cette durée. Ces trois photocoupleurs dépassent largement 500 kbits/s, le 6N137 permettant en outre de coupler une horloge isolée ayant une fréquence de 9,5 MHz (19 Mbits/s) à son entrée et à sa sortie. Ces débits sont atteints avec des réjections du bruit de mode commun en tension bien supérieure à celle des récepteurs de ligne conventionnels.

Les informations fournies dans cette note d'application ne concernent que les performances des circuits équipés de récepteur de ligne à photocouplage, sans entrer dans les détails. Ceux-ci font l'objet de la note d'application AN947 (transmission des données numériques par photocoupleurs en anglais.

La présente note d'application décrit les circuits élémentaires d'une ligne de transmission et donne plusieurs exemples de systèmes complets de prix modérés utilisables entre 0,30 m et 90 m. Nous mesurerons en premier quelques performances permettant de comparer les systèmes entre-eux. Nous étudierons ensuite les éléments d'un système de transmission de données. Enfin quelques exemples de circuits démontreront les performances de systèmes sélectionnés pour des liaisons de différentes longueurs, avec schémas, formes d'ondes en des points intermédiaires et un tableau résumant les performances obtenues. Nous comparerons ensuite les résultats des adaptations passives (résistive) et actives qui améliorent les performances globales aux longues distances. Enfin nous verrons les compromis nécessaires au choix des composants du système sélectionné. A ces compromis s'ajoutent la discussion des hypothèses qui nous ont permis d'augmenter les performances en sélectionnant les composants des autres circuits et en maximalisant un système de longueur donnée.

DÉFINITION DES PERFORMANCES

Dans un système de transmission qui utilise des photocoupleurs, il n'y a pas de définitions normalisées qui permettent de spécifier les performances. Les paramètres les plus intéressants sont les possibilités en débits de données, indiquées en général en bits/s, l'immunité au bruit de mode commun à l'entrée du photocoupleur, appelée réjection de mode commun en CA ou en CC indiquée en Volts, ou réjection du bruit transitoire en volts/microseconde.

Pour pouvoir donner une définition aux possibilités maximales en débits de données, il est nécessaire de déterminer le système complet avec tous ses composants et en plus tenir compte des méthodes de modulation et de démodulation. Pour pouvoir comparer les différents systèmes présentés, il est nécessaire de définir certains termes utiles.

L'une des techniques de modulation le plus couramment utilisée pour transmettre les données est la transmission NRZ ou non-retour à zéro. Les données sont alors souvent transmises par une paire torsadée attaquée par un amplificateur symétrique qui fournit un signal alternativement positif et négatif. De nombreux circuits permettent de fournir ce signal et de créer un système direct.

L'une des techniques de mesure possible des performances du système NRZ, et par le fait des autres techniques de modulation, consiste à mesurer la fréquence maximale d'horloge ayant un facteur cyclique de 50 % que le système transmet. Une horloge fournit une transition1-0 et 0-1 à chaque cycle complet, ce signal carré donne deux bits de données à chaque cycle. Lorsque la fréquence de l'horloge atteint la limite supérieure, le facteur cyclique de 50 % se trouve modifié. Le DÉBIT BINAIRE MAXIMAL D'HORLOGE est déterminé en étudiant la sortie système considéré en fonction du signal carré d'entrée lorsque la distorsion réduit le facteur cyclique à 10 % et en multipliant cette fréquence par deux (deux bits par cycle). A cette fréquence, le débit de données est très proche de son maximum absolu et le rétablissement du potentiel pour un facteur cyclique supérieur est impossible. Le glossaire donne une définition plus détaillée de ce terme.

Un autre paramètre indicatif des performances consiste dans la mesure de la réponse sur transitoires dans le cas le plus défavorable. La réponse à un échelon d'un système comportant des isolateurs est fonction du facteur cyclique et du débit de données. En NRZ, si ce terme est bien défini, il peut indiquer le débit de données que peut transmettre correctement le système dans le cas le plus défavorable sans tenir compte des combinaisons de zéros et de uns, constituant le flot de données. Cette réponse à un échelon appelée DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT, suppose que le retard à la propagation des impulsions le long de la ligne de transmission est constant et détermine le débit binaire maximal pour lequel un bit de donnée unique dans un flot constitué de zéros et d'un "un" ou l'inverse est transmis correctement par le système. On simule ce mode de fonctionnement en introduisant un signal carré de fréquence très basse sur la ligne, et en mesurant le retard de l'impulsion à l'extrémité de la ligne. Le retard est une fonction du temps de montée en sortie du câble et des retards mesurés sur le photocoupleur et ses circuits associés. Les retards spécifiques sont appelés t_{PHL} et t_{PLH} (temps de propagation à la décroissance, à la croissance), ils indiquent respectivement les retards des transitions entre 1 et 0, et 0 et 1. Le DÉBIT BINAIRE MAXIMAL EN RÉPONSE A UN FRONT est défini comme l'inverse de t_{PLH} et de t_{PHL}, celui des deux qui est le plus long. En général, ce débit est inférieur au DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE. Le glossaire donne une définition plus précise de t_{PLH} de t_{PHL} et du DÉBIT BINAIRE MAXIMAL EN RÉPONSE A UN FRONT.

Les paramètres utilisés pour déterminer l'immunité au bruit en mode commun dans le cas le plus défavorable, sont mesurés sur le coupleur et ses circuits associés sans câble. La réjection de la tension de mode commun, fonction de la fréquence, indique la tension alternative au repos du signal commun aux deux entrées et à la masse, susceptible de ne pas créer d'erreur en sortie. Cette réjection atteint un minimum sur quelques fréquences. L'immunité à la tension de bruit transitoire est une mesure de la vitesse de montée ou de descente maximale d'un signal introduit entre les entrées mises en parallèle et la sortie terre ne provoquent pas d'erreur de tension en sortie. Ce terme est une fonction de l'amplitude de l'impulsion d'entrée et de la vitesse de montée sur un photocoupleur et a pour valeur dv/dt minimal en volts par microseconde. Il est à noter que les caractéristiques de mode commun d'un tel système dépendent d'une façon très importante du point où le bruit se trouve appliqué. La réjection de mode commun d'un système complet doit s'améliorer lorsque l'on augmente la distance entre le point d'application du mode commun et l'entrée du photocoupleur.

CONSTITUANTS D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION DE DONNÉES A PHOTOCOUPLEUR

Un système de transmission par photocoupleur est essentiellement constitué par :

- Un transmetteur de ligne
- Un câble de liaison
- Un circuit d'adaptation de ligne
- Un photocoupleur
- Un circuit d'interface TTL

Pour montrer les performances d'un système équipé d'un photocoupleur 6N135 ou 6N137, nous définirons les constituants de plusieurs systèmes. Ces éléments doivent être compatibles TTL en entrée comme en sortie. Ils doivent avoir de bonnes performances sans coûter trop cher, et pouvoir fonctionner entre 0,30 m et 90 m. Ceci peut montrer que le système maximalisé donné en exemple ci-après peut être utilisé tel quel dans divers montages et de bénéficier ainsi de performances connues.

EXEMPLES DE CIRCUITS

Pour réduire le nombre de systèmes dont les performances sont démontrées, il faut sélectionner les composants adéquats et se limiter à trois distances de transmission 0,30 m 30 m et 90 m. Chacun de ces réseaux est équipé de trois modèles de photocoupleurs dont l'adaptation d'entrée sera passive et active, ce qui nous donne six réseaux de transmission dont les performances sont mesurées à trois distances différentes. La figure 1 présente le modèle de transmetteur de ligne et de câble choisis, la figure 2 illustre la réponse à une impulsion en fonction de la distance de ce couple. Les figures 3 à 8 donnent les schémas des circuits d'adaptation de ligne, des coupleurs et des circuits d'interface TTL pour trois modes d'adaptation avec les formes d'ondes correspondantes en sortie du photocoupleur à 90 m. Le tableau 1 mentionne les caractéristiques critiques du câble utilisé, les tableaux 2, 3 et 4 résument les performances des différents systèmes.

Les performances indiquées pour une liaison de 30 cm montrent ce que l'on peut obtenir lorsque le câble ne les dégrade pas. A 30 et à 90 m, les performances obtenues montrent la chute du débit binaire dûe aux pertes dans le câble en fonction de la distance. Cette chute montre l'influence primordiale de la qualité du câble sur les performances dans un système économique. Le tableau montre par contre le net avantage d'une adaptation active par rapport à une adaptation passive sur une liaison de 90 m. Il est à noter d'autre part qu'avec le 6N137 sur de faibles distances, l'adaptation active permet un débit binaire moindre qu'avec une adaptation passive. Cette chute est dûe au retard supplémentaire apporté par l'adaptation active.

Ces tableaux permettent à l'utilisateur de choisir le montage qui lui convient. Supposons par exemple que l'on veuille obtenir un système de transmission capable de fonctionner à différentes distances ne dépassant pas 30 m et que le débit de données atteigne 1,6 Mbits/s. Le circuit de la figure 4 conviendra pour répondre à ces spécifications.

SÉLECTION DES COMPOSANTS

TRANSMETTEUR DE LIGNES

Le transmetteur de ligne fournit le signal transmis par la ligne. Il est limité en dynamique, en impédance d'entrée et en temps de commutation. Un bon compromis est fourni par le circuit DM 8830 de National Semiconducteur. N'importe quel circuit ayant une faible impédance d'entrée comme le Fairchild 9614 peut convenir. Ces dispositifs ont une entrée compatible TTL, ils n'ont besoin d'aucun circuit auxiliaire, ils sont courants et peu coûteux.

Ils ont des performances convenables et fournissent directement le signal et son complément. Sur les systèmes plus rapides, on peut utiliser des circuits plus complexes mais plus chers. La figure 9 illustre un tel circuit intégré. Il utilise plusieurs composants discrets mais conserve une alimentation standard TTL, 5V. Pour obtenir un débit plus important, la tension de sortie de l'amplificateur de ligne doit être augmentée et la tension d'alimentation doit être supérieure à 5V. Le circuit intégré LH 0002C convient parfaitement dans ce cas. Il est encore possible de réaliser un tel circuit en éléments discrets.

CABLES DE TRANSMISSION

Les câbles de transmission ont une influence critique sur l'ensemble d'un système. Ils peuvent réduire l'influence des parasites extérieurs lorsqu'ils sont blindés. L'accroissement de leur longueur a une action très importante sur les pertes. En maitrisant ces dernières, les câbles permettent d'utiliser un même ensemble de composants pour les liaisons longues ou courtes. Les critères importants d'une liaison sont son prix, la longueur de la liaison, les pertes dûes à la résistance série (pertes en continu), les pertes en haute fréquence, le type et le mode de blindage, l'impédance caractéristique.

Le câble Belden 8777 est un bon exemple de câble relativement bien blindé, peu coûteux, et dont les pertes sont bien définies. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau 1.

Pour atteindre de meilleures performances, le coût de la ligne devient l'élément prédominant, et peut dépasser celui du système. Dans ce cas, le câble utilisé doit avoir des conducteurs de gros diamètre pour limiter les pertes en continu et présenter des pertes bien plus faibles en haute fréquence (Belden 9269, 9250 ou équivalentes).

La réponse en impulsions du DM 8330 associée à un câble Belden 8777 montre la dégradation du signal dans le couple transmetteur-ligne, le récepteur n'intervenant pas. La figure 1 donne le schéma utilisé, la photo de la figure 2 montre la déformation de la forme d'onde à 0,30 m, à 30 m et à 90 m, avec une charge équivalente égale à 68 Ω.

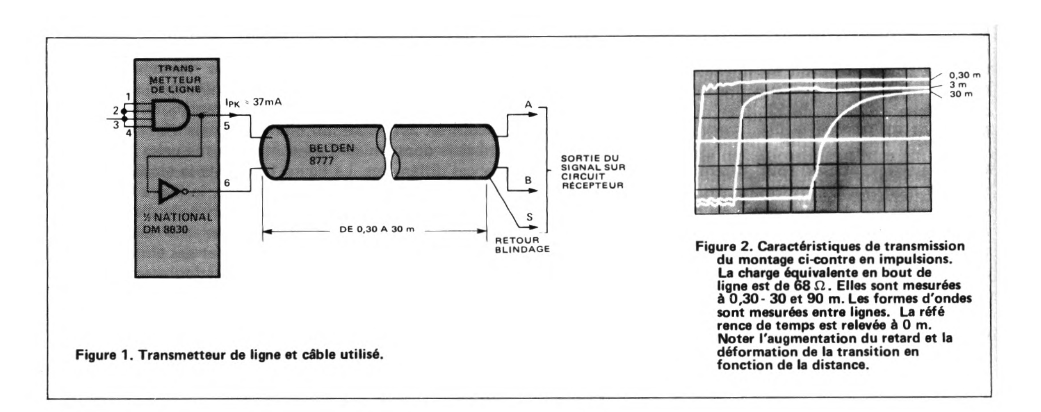


Figure 1. Transmetteur de ligne et câble utilisé.

Figure 2. Caractéristiques de transmission du montage ci-contre en impulsions. La charge équivalente en bout de ligne est de 68 Ω. Elles sont mesurées à 0,30 - 30 et 90 m. Les formes d'ondes sont mesurées entre lignes. La référence de temps est relevée à 0 m. Noter l'augmentation du retard et la déformation de la transition en fonction de la distance.

CIRCUIT D'ADAPTATION

Le circuit d'adaptation transforme la tension arrivant en extrêmité de ligne en impulsions de courant permettant d'attaquer la diode émettrice du coupleur. Les exemples permettent de comparer les performances d'un circuit passif et d'un circuit actif.

Un circuit passif est constitué d'un ensemble de résistances permettant d'adapter l'impédance de sortie de la ligne et de transformer la tension sur la ligne en courant. Les circuits ont été calculés pour avoir de bonnes performances à 90 m, sans dépasser le courant maximal nécessaire à l'excitation du coupleur pour une liaison de 0,30 m. Ces caractéristiques de fonctionnement nécessitent la réalisation pour les trois coupleurs de deux réseaux d'adaptation, ils sont illustrés figure 3, 4 et 5.

Les performances d'une adaptation par résistance peuvent s'améliorer en plaçant un condensateur en parallèle sur la résistance R_S (figure 10). Pour faire fonctionner le coup pleur sur des tensions crêtes à l'extrémité de la ligne. Pour éviter de surcharger l'entrée, la capacité doit avoir la valeur minimale qui permette de réduire de façon notable le retard t_{PLH} : on peut ainsi obtenir des performances améliorées de 20 à 30 % ou plus, mais les valeurs de capacité dépendant de différents facteurs (tension de sortie du transmetteur, longueur de la ligne, pertes en ligne, retard apporté par le coupleur), il faudra choisir le condensateur convenant à chaque montage.

Une adaptation active comporte un transistor qui sert à stabiliser le courant d'entrée en fonction de la tension sur la ligne. Ce montage indépendant de l'adaptation de la ligne convertit la tension de ligne en un courant correct une fois la tension de seuil atteinte. Ceci permet de limiter la sensibilité du circuit aux variations de longueur de la ligne et de tension. Le retard du circuit actif peut limiter le débit binaire, particulièrement sur de courtes distances. Pourtant en général, il augmente le débit sur longue distance. Des exemples de tels systèmes font l'objet des figures 6, 7 et 8.

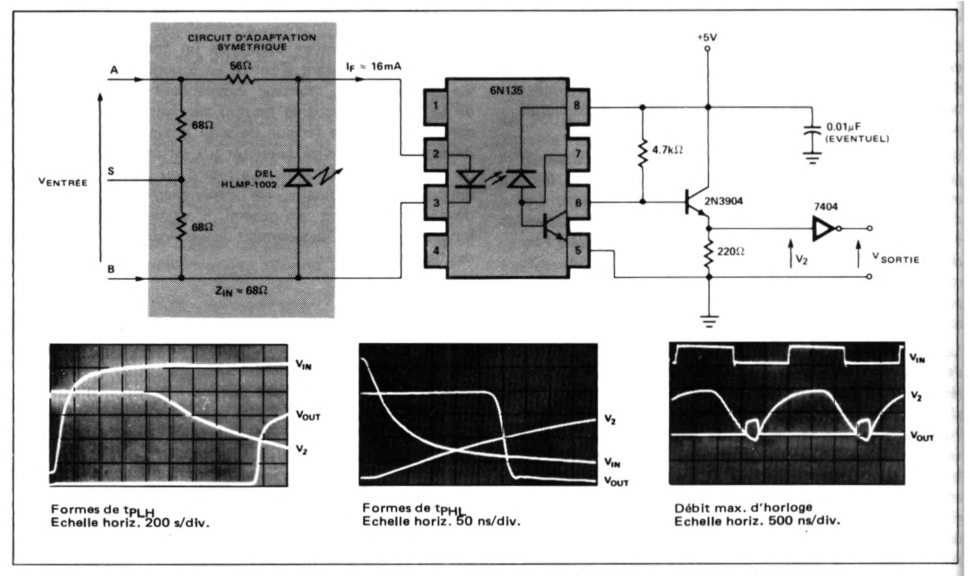
INTERFACE PHOTOCOUPLEUR-TTL

Les 6N136 et 6N137 ont un couplage entrée-sortie suffisant (Rapport de transfert en courant) pour n'avoir à utiliser qu'une résistance de charge pour interfacer le photocoupleur à un circuit TTL. Le rapport de transfert en courant du 6N135 étant plus faible, la liaison se fait par transistor. Les circuits illustrés et les valeurs données figures 3 à 8 correspondent à la meilleure interface TTL-TTL. Les performances peuvent s'améliorer en utilisant des valeurs de résistances de charge plus faibles dans le collecteur du transistor de sortie et des comparateurs rapides compatibles TTL.

Tableau 1

CARACTÉRISTIQUES DU CABLE BELDEN 8777

- Trois paires torsadées, blindées individuellement, section du fil 0,32 mm² (jauge 22)
- $Z_0 = 68\,\Omega$
- Capacité = 90 pF/m.
- Résistance = 0,105 Ω/m (par paire de conducteur)
- Atténuation à 10 MHz ≃ 0,13 dB/m
- Retard ≃ 5 ns/m.



Formes de t_{PLH}
Echelle horiz. 200 s/div.

Formes de t_{PHL}
Echelle horiz. 50 ns/div.

Débit max. d'horloge
Echelle horiz. 500 ns/div.

Figure 3. Circuit d'adaptation passif (résistif) compatible TTL pour 6N135 et formes d'ondes en extrêmité d'un câble de 90 m

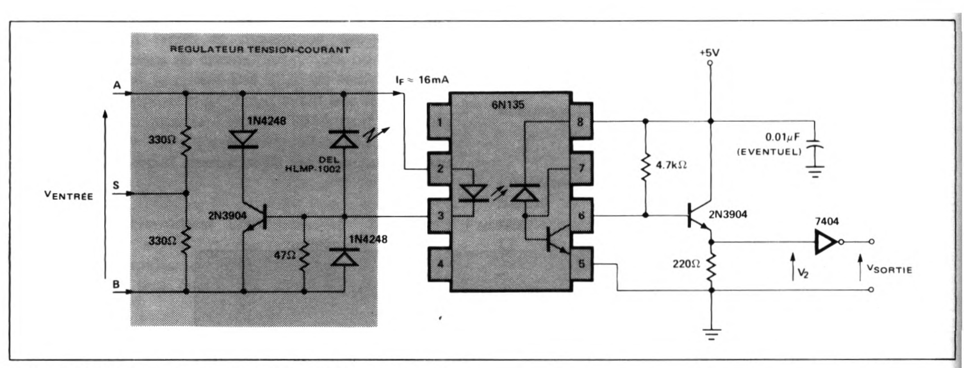


Figure 6. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N135.

Tableau 2. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N135

Charge	Distance de transmission (m)	t_{PLH} (ns)	t_{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans les cas le plus défavorable	
						Sinusoïdal	dV/dt
RESISTIVE	0,30	475	500	2.0	11.2	≤10kHz: 5.0kV crête-crête	250V/µs min.
	30	900	425	1.1	3.0		
Fig. 3	90	1700	300	0.6	0.8	1MHz: 84V crête-crête min.	
ACTIVE	0,30	500	330	2.0	5.3		
Fig. 6	30	580	270	1.7	4.0		
	90	875	330	1.1	1.6		

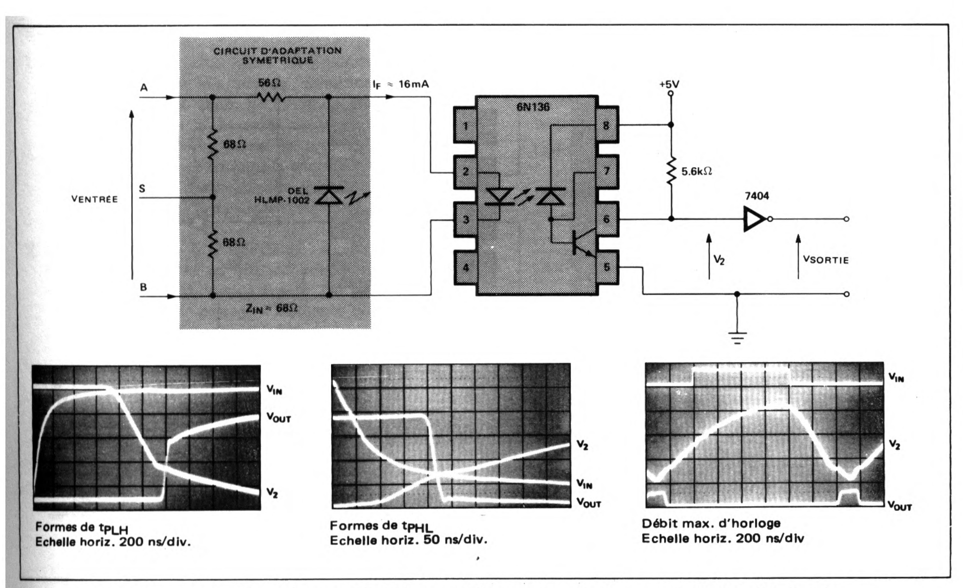


Figure 4. Circuit d'adaptation passif (résistif), compatible TTL, pour 6N136 et formes d'ondes en extrêmité d'un câble de 90 m

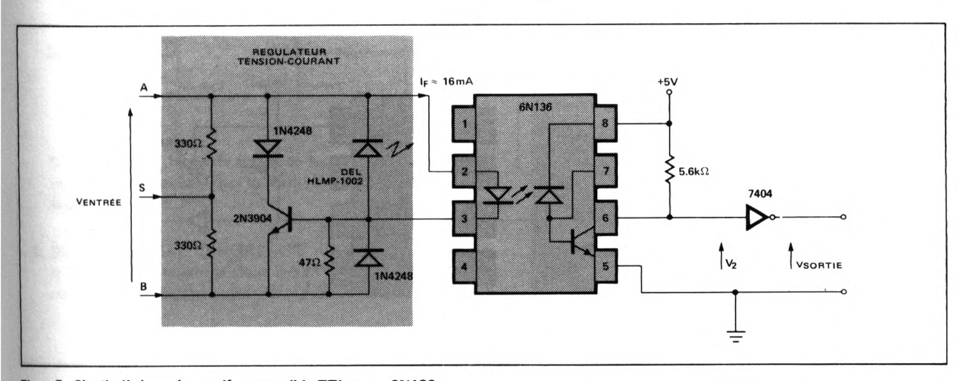


Figure 7. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N136.

Tableau 3. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N136.

CHARGE	Distance de transmission (m)	t_{PLH} (ns)	t_{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans le cas le plus défavorable	
						Sinusoïdal	dV/dt
RESISTIVE	0,30	320	270	2.7	10.0	≤10kHz: 5.0kV crête-crête	250V/µs min.
	30	640	265	1.6	4.0		
Fig. 4	90	1200	220	0.8	1.2	1MHz: 84V crête-crête min.	
ACTIVE	0,30	375	250	2.7	6.6		
Fig. 7	30	440	250	2.3	5.0		
	90	700	250	1.4	2.4		

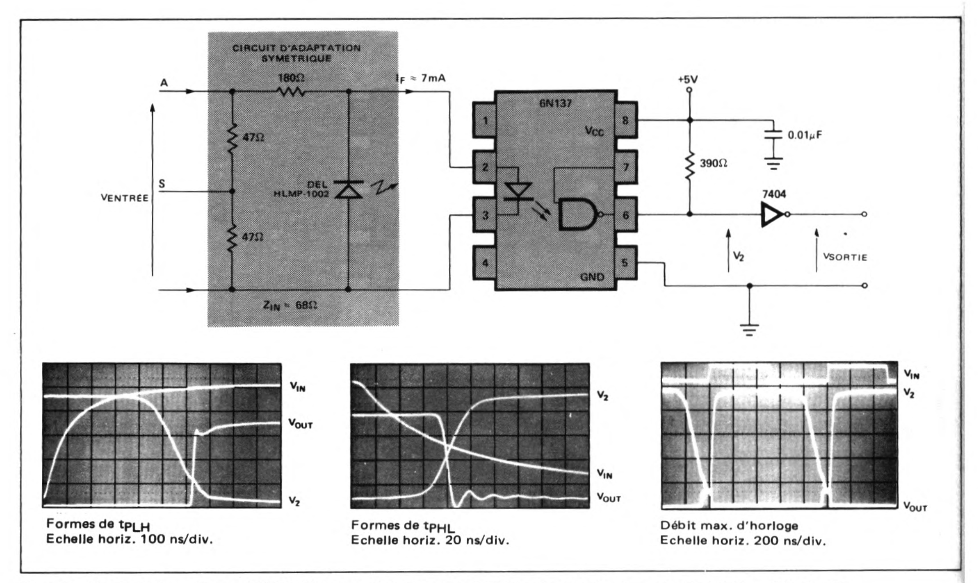


Figure 5. Circuit d'adaptation passif (résistif), compatible TTL pour 6N137 et formes d'ondes en extrêmité d'un câble de 90 m.

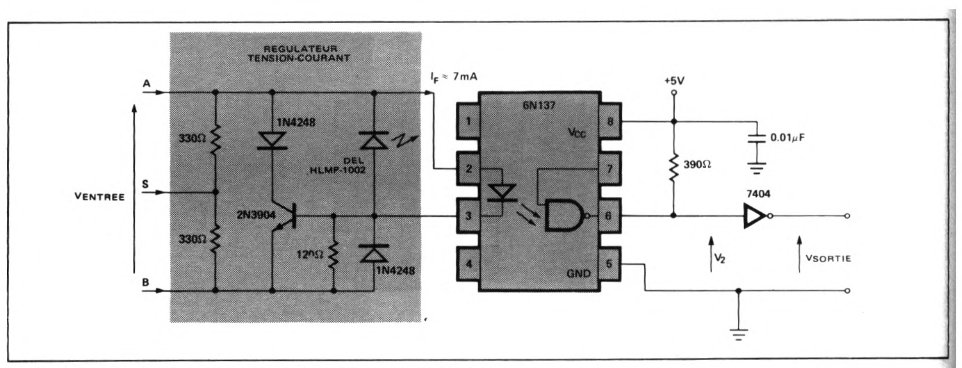


Figure 8. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N137.

Tableau 4. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N137

CHARGE	Distance de transmission (m)	t_{PLH} (ns)	t_{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans le cas le plus défavorable	
						Sinusoidal	dV/dt
RESISTIVE Fig. 5	0,30	105	70	9.5	19.0	≤10kHz: 5.0kV crête-crête 8MHz: 22V crête-crête min.	40V/μs min.
	30	170	70	5.8	8.0		
	90	625	70	1.6	2.0		
ACTIVE Fig. 8	0,3	190	65	5.3	11.0		
	30	190	70	5.3	13.2		
	90	275	80	3.9	8.2		

GLOSSAIRE

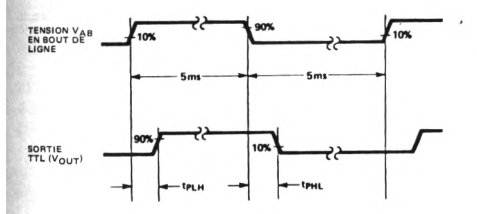
1. DÉBIT BINAIRE – Ce débit est généralement donné en bits/seconde et n'a pas de définition normalisée lorsqu'il est utilisé pour les photocoupleurs. Il est défini par rapport à la durée de la transition d'une impulsion que pourra passer le système et qui sera détectée, ce qui met en jeu les distorsions ainsi que la variation de durée des impulsions subies par l'impulsion pendant son passage à travers le système.

2. DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT – Généralement donné en bits/seconde, ce débit est une fonction du retard maximal subi par une transition 1-0 ou 0-1 dans son passage à travers le photocoupleur. Il est défini par la fonction suivante :

DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT =

$$\frac{1}{t_{PHL}} \text{ ou } \frac{1}{t_{PLH}}$$

(celui des deux qui est le plus petit). t_{PHL} et t_{PLH} étant mesurés en bout de ligne à l'entrée du photocoupleur et sur la sortie TTL. Leur définition est donnée ci-après.

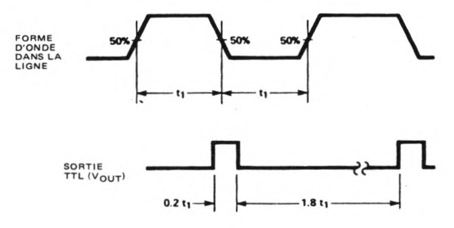


Mesuré de cette façon, le retard de t_{PHL} et de t_{PLH} tend vers le retard maximal que subiront les données à travers le photocoupleur.

3. DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE – Ce terme définit le débit binaire maximal pour lequel un signal d'horloge carré ayant un rapport cyclique de 50 % est transformé en une impulsion dont la distorsion est mesurée entre les niveaux 10 % et 90 %. Ce débit est très proche de celui qui permet de transmettre le nombre maximal de transitions 1-0 et 0-1 :

$$\text{DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE} = \frac{1}{t_1}$$

pour lequel t_1 est défini comme suit :



4. TENSION DE REJECTION EN MODE COMMUN – Ce terme est défini comme étant la tension maximale d'un signal sinusoidal de fréquence déterminée qui, appliqué *simultanément* sur les deux entrées par rapport à la masse en sortie ne produira pas de distorsion du signal en sortie. Sur les photocoupleurs, cette tension très importante aux fréquences basses, décroit au fur et à mesure que la fréquence augmente pour atteindre un minimum. Cette décroissance est due aux capacités internes émetteur – puce du détecteur, ainsi qu'au gain du détecteur et à la bande passante (voir figure 11).

5. MINIMUM DE REJECTION dv/dt EN MODE COMMUN C'est le taux de variation de la tension maximale, par rapport à la masse qui peut être appliqué simultanément aux deux entrées sans produire d'erreur en sortie du système. Noter que ce paramètre est influencé par la vitesse de variation (dv/dt) ou ce qui est équivalent par l'amplitude de l'impulsion. Les valeurs données dans la présente note d'applications correspondent à des échelons de 10V sur l'amplitude des impulsions fournies par une source et dont la durée des fronts montants et descendants peut être déterminée avec précision (générateur d'impulsions 8007B Hewlett-Packard, voir figure 10).

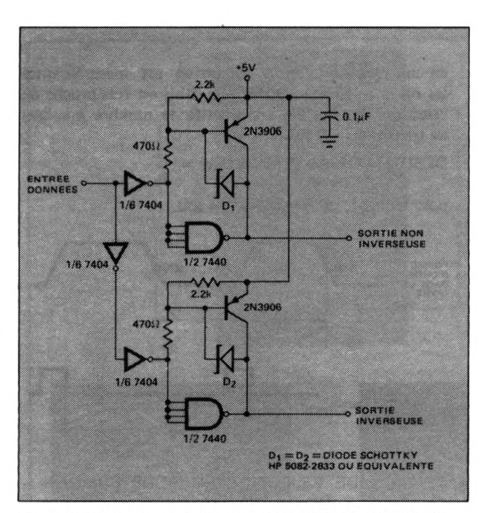


Figure 9. Transmetteur de ligne à forte variation d'amplitude, à grand débit en courant, fonctionnant à partir d'une alimentation 5V, pouvant fournir des impulsions d'amplitude crête à crête supérieure à 8,5 V dans une ligne de transmission constituée par 90 m de câble BELDEN 8777 à 10 MHz.

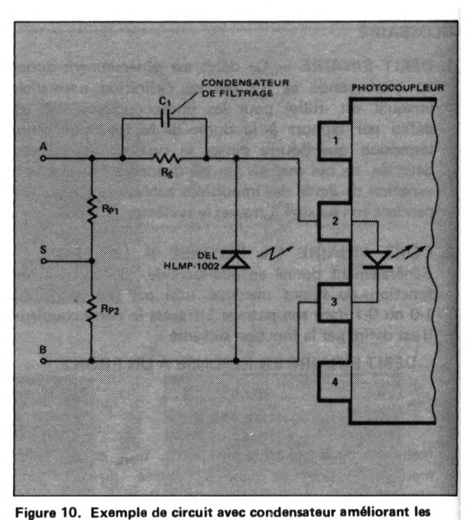


Figure 10. Exemple de circuit avec condensateur améliorant les performances d'une adaptation passive. C_1 est choisi pour obtenir le retard le plus faible possible entre l'entrée et la sortie. C_1 doit être sélectionnée en fonction de chaque circuit.

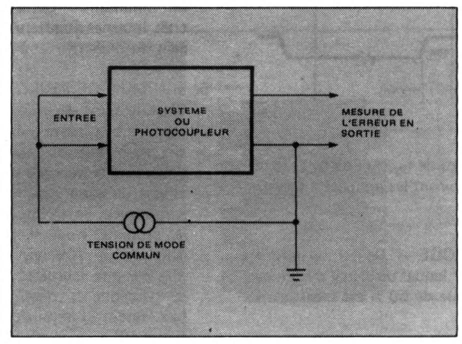
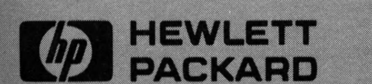


Figure 11. Circuit de mesure en mode commun.



NOTE D'APPLICATIONS 951-1

Les applications des photocoupleurs à faible courant d'entrée et grand gain

Les photocoupleurs sont très utiles dans les applications où l'on est en présence de signaux de mode commun de grande amplitude, comme par exemple : les récepteurs de ligne, l'isolement de logiques, le secteur, les équipements médicaux, les lignes téléphoniques. Cette note d'applications donne au moins un exemple d'emploi des photocoupleurs de la série 6N138, à grand rapport de transfert en courant (CTR) dans chacun de ces cas.

Les photocoupleurs de cette série comportent un photodétecteur très rapide, à grand gain, dont le rapport de transfert en courant (CTR) minimal est de 300% pour des courants d'entrée de 1,6 mA sur le 6N138 et de 400 % pour des courants d'entrée de 0,5 mA sur le 6N139. Ces CTR, sous faible courant d'entrée, permettent d'utiliser ces dispositifs lorsque l'on désire une faible consommation ou que le niveau du signal d'entrée est insuffisant pour exciter d'autres types de photocoupleurs. Le brochage indépendant de la photodiode d'entrée et du transistor de sortie permettent de fonctionner à grande vitesse et d'avoir une sortie compatible TTL. L'accès à la base du transistor, reliée à une broche, permet de régler la bande passante.

RECEPTEUR DE LIGNE COMPATIBLE V24

- Réjection de mode commun 2500 V à 60 Hz
- Permet l'utilisation de lignes de faible prix
- Vitesse des données 40 kbits/s sur des lignes atteignant 1500 m
- Hystérésis pour augmenter l'immunité au bruit

* LA DIODE MONTEE TETE-BECHE N'EST NECESSAIRE QUE SI LA TENSION INVERSE DEPASSE 15 V (POUR EVITER QU'UNE FORTE TENSION INVERSE FASSE DISSIPER A LA DIODE UNE PUISSANCE EXCESSIVE).

R_A	R_B	R_C	R_L	Q
680 kΩ	1,5 MΩ	1,8 kΩ	15 kΩ	2N3904

POUR SUPPRIMER L'HYSTERESIS, RETIRER R_A ET R_B

INTERFACE FAIBLE PUISSANCE

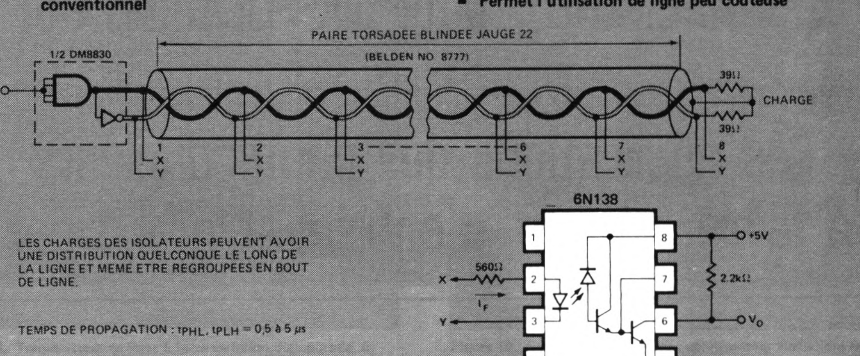
- Fonctionnement sous $I_F \geqslant 0{,}5$ mA
- $f_{MAX} = 10$ kHz
- Faible consommation

f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% A L'ENTREE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU DE 90% A LA SORTIE.



RECEPTEUR DE LIGNE POUR LIGNE D'ABONNE

- Le circuit illustré permet d'utiliser jusqu'à 8 récepteurs
- Utilise un émetteur de ligne conventionnel
- Longueur totale de la ligne pouvant atteindre 90 m
- Vitesse des données typique 180 kbits/s (t_{PHL}, t_{PLH} = 3 μs)
- Permet l'utilisation de ligne peu coûteuse



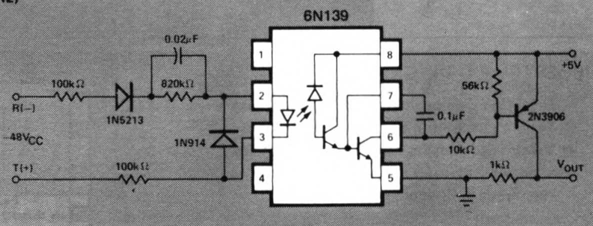
LES CHARGES DES ISOLATEURS PEUVENT AVOIR UNE DISTRIBUTION QUELCONQUE LE LONG DE LA LIGNE ET MEME ETRE REGROUPEES EN BOUT DE LIGNE.

TEMPS DE PROPAGATION : t_{PHL}, t_{PLH} = 0,5 à 5 μs

LES MASSES PEUVENT ETRE ELECTRIQUEMENT SEPAREES.

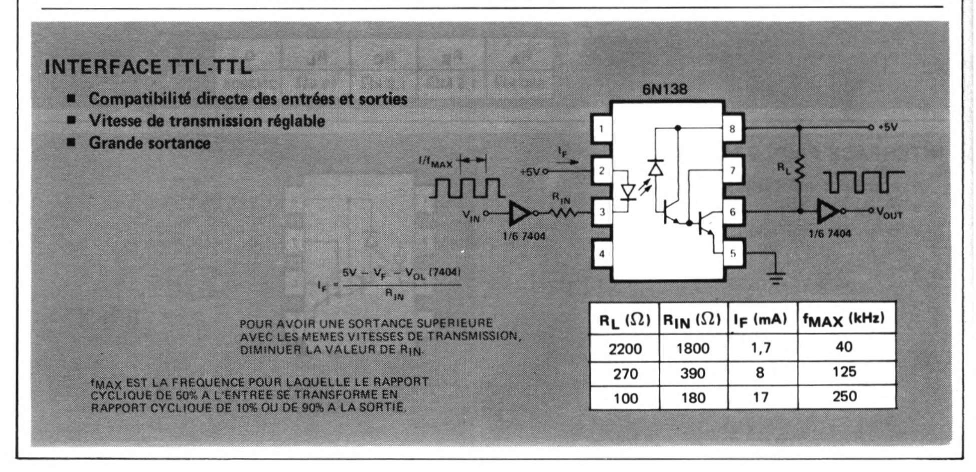
DETECTEUR D'APPEL TELEPHONIQUE

- Discrimine les signaux d'appel et de numérotage
- Charge minimale de la ligne (1 MΩ en continu, 450 kΩ à 20 Hz)
- Isolement par rapport à la ligne téléphonique 2500 V
- Faibles dimensions
- Intégrateur compris



INTERFACE TTL-TTL

- Compatibilité directe des entrées et sorties
- Vitesse de transmission réglable
- Grande sortance



$$I_F = \frac{5V - V_F - V_{OL}\ (7404)}{R_{IN}}$$

POUR AVOIR UNE SORTANCE SUPERIEURE AVEC LES MEMES VITESSES DE TRANSMISSION, DIMINUER LA VALEUR DE R_{IN}.

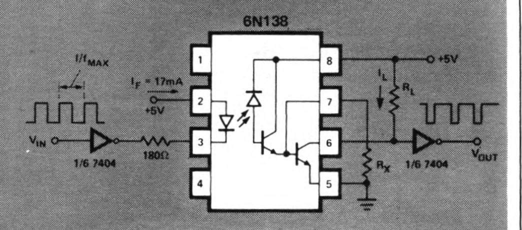
f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% A L'ENTREE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU DE 90% A LA SORTIE.

R_L (Ω)	R_{IN} (Ω)	I_F (mA)	f_{MAX} (kHz)
2200	1800	1,7	40
270	390	8	125
100	180	17	250



COMPROMIS GAIN/VITESSE

- Obtenir la vitesse de transmission maximale compatible avec un gain déterminé
- Une simple résistance suffit
- Utilise le même dispositif dans des applications multiples

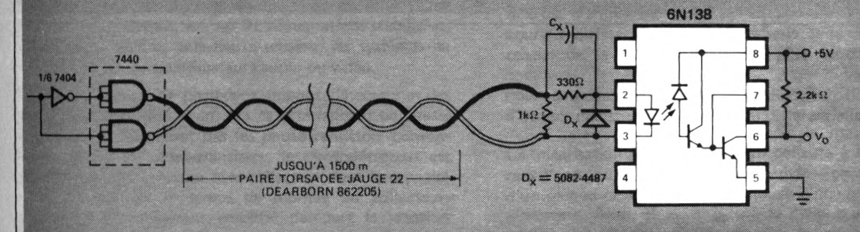


f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% A L'ENTREE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU 90% A LA SORTIE.

R_X (Ω)	R_L (Ω)	I_L (mA)	f_{MAX} (kHz)
∞	100	46	250
820	1000	4,6	650

RECEPTEUR DE LIGNE 1500 m

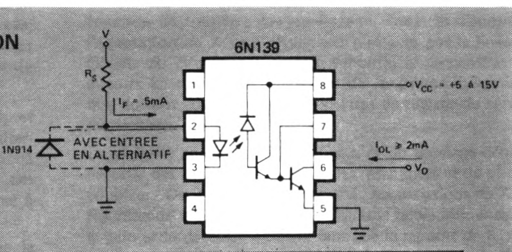
- Commande par porte de puissance TTL standard
- Réjection de mode commun 2500 V à 60 Hz
- Permet d'utiliser des lignes de faible prix
- Vitesse de transmission 40 kbits/s
- Sortie compatible TTL



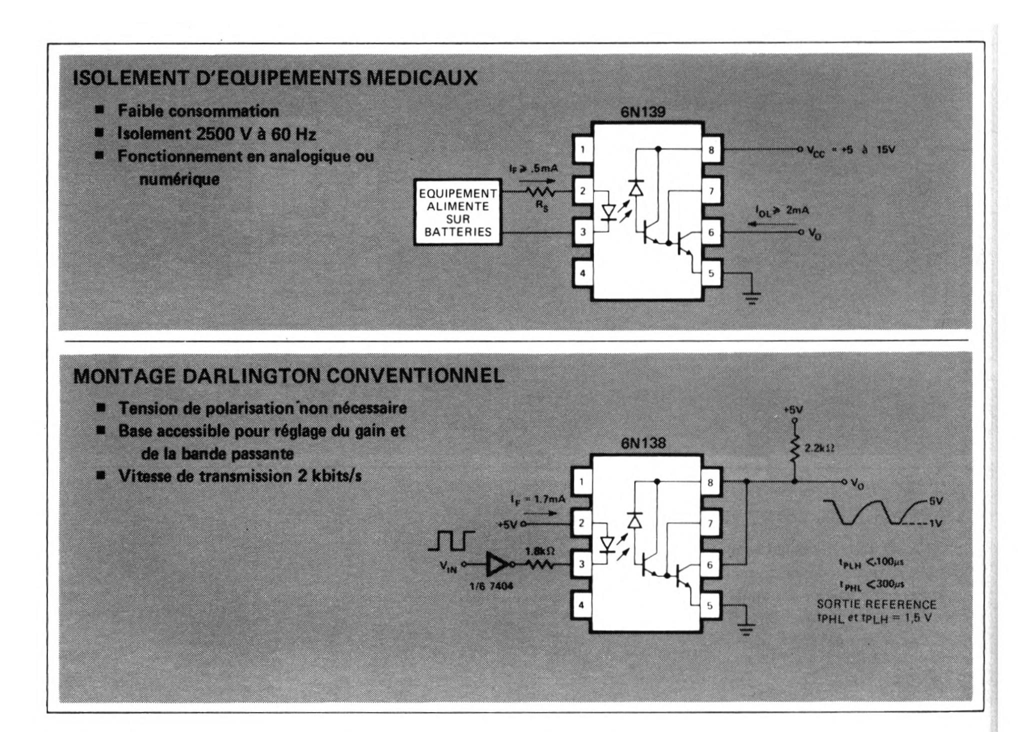
RETARD A LA PROPAGATION :
SANS C_X, D_X, t_{PLH} = 2 à 5 µs; t_{PHL} = 25 µs
AVEC D_X, $C_X \geq 0{,}002$ µF, t_{PLH} = 2 µs, t_{PHL} = 7 µs

INDICATEUR D'ETAT EN HAUTE TENSION

- Faible consommation
- Sortie compatible TTL
- Grande vitesse de transmission
- Sert à réaliser des circuits d'anticipation de mise en marche, de surveillance du secteur ou de détection de hautes tensions



V (V_{CC} ou Vrms)	R_S (kΩ)	V • I_F (mW)
24	47	11
48	100	22
117	220	62
230	470	113


ISOLEMENT D'EQUIPEMENTS MEDICAUX
■ Faible consommation
■ Isolement 2500 V à 60 Hz
■ Fonctionnement en analogique ou numérique
6N139
EQUIPEMENT ALIMENTE SUR BATTERIES
R S
1
2
3
4
5
6
7
8
MONTAGE DARLINGTON CONVENTIONNEL
■ Tension de polarisation non nécessaire
■ Base accessible pour réglage du gain et de la bande passante
■ Vitesse de transmission 2 kbits/s
6N138
+5V
2.2kΩ
5V
1V
1.8kΩ
1/6 7404
SORTIE REFERENCE

HEWLETT PACKARD

NOTE D'APPLICATIONS 951-2

Les photocoupleurs en linéaire

Les photocoupleurs ont une grande utilité quand il s'agit de transmettre un signal analogique ou continu d'un module vers un autre en présence de différences de potentiel importantes ou de bruit induit entre la masse ou les points communs de ces modules.

Leur emploi concerne toutes les applications mettant en oeuvre de gros transformateurs, des amplificateurs sur appareils chers ou des montages convertisseurs A-N compliqués, comme par exemple : les circuits de détection (thermocouples, transducteurs, etc.), les équipements de surveillance médicale, la contre-réaction sur les alimentations stabilisées, la surveillance de courants haute tension, les systèmes de contrôle souple, les amplificateurs audio ou vidéo.

Les photocoupleurs HP possèdent un photodétecteur et des amplificateurs intégrés ayant des caractéristiques de vitesse et de linéarité que n'ont pas les phototransistors conventionnels. Dans un phototransistor, le photodétecteur est constitué par une jonction base-collecteur dont la capacité de ce fait dégrade le temps de montée du collecteur. En plus, le photocourant amplifié parcourt la jonction base-collecteur et module sa réponse provoquant une non-linéarité. Le photodétecteur, dans un photocoupleur HP, est une diode indépendante intégrée dont la réponse n'est pas perturbée par le photocourant amplifié et dont la capacité n'influe pas sur la vitesse. Certains dispositifs d'isolement linéaires utilisent une conversion numérique (A-N/N-A, la modulation par impulsions de la largeur variable, la modulation par impulsions codée, etc.); dans ce cas, la meilleure vitesse du photodétecteur intégré permet d'obtenir une plus grande linéarité et une bande passante améliorée.

Nous recommandons les photocoupleurs 6N135-134, et HCPL-2502 sur les dispositifs analogiques à courant alternatif à une voie, les HCPL-2530 et 2531 sur les dispositifs à courant continu double voie et les photocoupleurs des séries 6N135 ou 6N137 sur les dispositifs faisant appel à la conversion numérique.

Si le transistor de sortie est polarisé dans la région active, la relation du courant de transfert des photocoupleurs de la série 6N135 est donnée par la formule :

$$I_C = K \left(\frac{I_F}{I_F'}\right)^n$$

I_C étant le courant collecteur, I_F le courant d'entrée de la DEL, I_F' le courant sous lequel on mesure K qui représente le courant collecteur quand $I_F = I_F'$, et n la pente de I_C en fonction de I_F en coordonnées logarithmiques.

L'exposant n dépend de I_F, mais pour de faibles variations de ΔI_F, on peut le considérer comme constant. La relation de transfert en courant d'un photocoupleur n'est linéaire que si n égale 1.

Sur les photocoupleurs de la série 6N135, n passe d'environ 2, pour des courants inférieurs à 5 mA, à environ 1, pour des courants supérieurs à 16 mA. En couplage alternatif, on obtient une linéarité acceptable avec un seul photocoupleur. Le photocoupleur est polarisé à un niveau de courant de la DEL d'entrée qui permet d'obtenir un rapport entre le courant différentiel de la photodiode et le courant différentiel de la DEL ($\partial I_D/\partial I_F$) le plus constant possible.

Pour améliorer la stabilité et la linéarité, il est possible d'utiliser une structure asservie ou différentielle.

La linéarisation par asservissement consiste à forcer le courant d'entrée d'un photocoupleur à suivre le courant d'entrée d'un second photocoupleur au moyen d'une boucle d'asservissement. Ainsi, si $n_1 \cong n_2$ sur la plage d'excursion, les parties non linéaires s'annulent et la fonction de transfert devient linéaire. Dans la linéarisation à structure différentielle, l'accroissement du signal d'entrée sur un photocoupleur provoque la décroissance d'une valeur identique du courant d'entrée d'un second photocoupleur. Si $n_1 \cong n_2 \cong 2$, l'augmentation du gain sur le premier photocoupleur est compensée par la diminution du gain du second et la fonction de transfert devient linéaire. Avec ces dispositifs, l'adaptation de K non seulement n'affecte pas la linéarité globale du circuit mais encore simplifie la conception des circuits en réduisant la variation de la gamme dynamique que doivent courir les potentiomètres de réglage du zéro et du décalage.

La stabilité en température du gain et du décalage dépend de celle des sources de courant, des résistances et du photocoupleur. Dans un montage asservi, les variations de K en fonction de la température n'ont qu'une faible influence sur le gain et le décalage globaux tant que le rapport de K_1/K_2 reste constant. En mode différentiel, la variation de K en fonction de la température modifie le gain du circuit. Le décalage reste stable tant que K_1/K_2 reste constant. En alternatif, comme $\partial I_D/\partial I_F$ varie avec la température, le gain varie aussi. Une thermistance de compensation en température peut être montée en sortie des circuits différentiels ou alternatifs.

Plusieurs techniques de numérisation permettent de transmettre des signaux analogiques par isolateurs optiques. Les

photocoupleurs peuvent transmettre des signaux modulés en fréquence ou par impulsions de largeur variable. Dans ces applications, la bande passante totale dépend de la linéarité exigée et du temps de propagation du photocoupleur. Les photocoupleurs de la série 6N137 présentent des temps de propagation inférieurs à 50 ns, ceux de la série 6N135 des temps de propagation inférieurs à 300 ns.

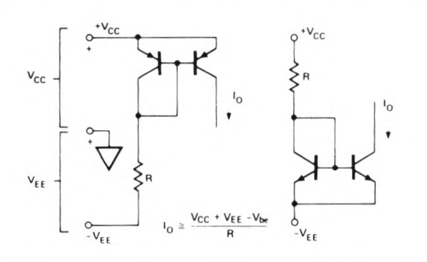


FIGURE 1 –

Les circuits illustrés demandent des sources de courant que l'on peut réaliser de plusieurs façons. Si V_{CC} est stable, la source de courant peut être du type à courants miroirs comme le montre la figure 1.

Si V_{CC} n'est pas stable, une source de courant simple, comme celle de la figure 2, peut s'utiliser. Elle est réalisée en utilisant une DEL comme référence de tension. La DEL compense presque le transistor puisque $\Delta V_{be}/\Delta T = \Delta V_F/\Delta T = -2\ mV/°C$.

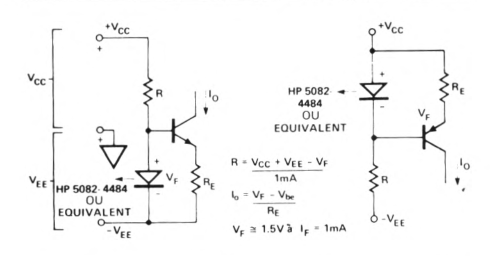


FIGURE 2 –

AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT ASSERVI

L'amplificateur asservi de la figure 3 fonctionne sur le principe suivant : deux photocoupleurs vont se poursuivre l'un l'autre si leur gain se modifie d'une même quantité dans une région de fonctionnement quelconque. U_2 compare la sortie de chaque photocoupleur et oblige I_{F2}, à travers D_2, à être égal à I_{F1}, à travers D_1. La source à courant constant polarise I_F à 3 mA au repos. R_1 a été choisie pour que I_{F1} varie entre 2 et 4 mA si V_{IN} varie de – 5 V à + 5 V. R_1 peut être ajustée pour s'adapter à une plage de variation quelconque. Si $V_{IN} = 0$, R_2 est ajustée pour que $V_{OUT} = 0$. Ensuite, avec une valeur quelconque de V_{IN}, on règle R_4 pour que le gain soit de 1. Les valeurs de R_2 et de R_4 sont choisies en fonction des valeurs les plus défavorables du rapport de transfert du photocoupleur. La fonction de transfert de l'amplificateur asservi est la suivante :

$$V_{OUT} = R_4 \left[\left(I_{F2} \right) \left(\frac{K_1 R_2 (I_{CC1})^{n_1}}{K_2 R_3 (I_{F1})^{n_1}} \right)^{1/n_2} \left(1 + \frac{V_{IN}}{R_1 I_{CC1}} \right)^{n_1/n_2} - I_{CC2} \right]$$

Après avoir fait le zéro, la fonction de transfert se réduit à :

$$V_{OUT} = R_4 I_{CC2} \left[(1 + x)^n - 1 \right], \quad \text{où} \quad x = \frac{V_{IN}}{R_1 I_{CC1}}, \ n = \frac{n_1}{n_2}$$

La non-linéarité de la fonction de transfert quand $n_1 \neq n_2$ peut s'écrire comme ci-dessous. Par exemple si $|x| \leqslant 0{,}35$, $n = 1{,}05$, l'erreur de linéarité étant alors de 1% du signal désiré.

$$\frac{\text{erreur de linéarité}}{\text{signal désiré}} = \frac{(1 + x)^n - n x - 1}{n x}$$

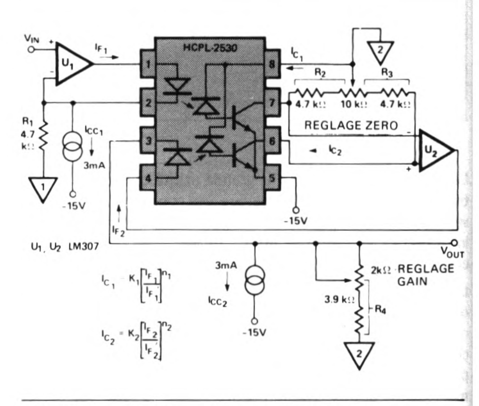


FIGURE 3 – Amplificateur d'isolement en CC asservi

Performances typiques d'un amplificateur en continu linéarisé par asservissement

Linéarité : 1% pour une gamme dynamique de 10 V crête-à-crête.
Gain en tension : 1.
Bande passante : 25 kHz (limitée par U_1 et U_2).
Variation du gain : – 0,03% par °C.
Variation du décalage : ± 1 mV/°C.
Réjection en mode commun : 46 dB à 1 kHz.
Isolement : 500 V CC (3000 V si on utilise 2 isolateurs à 1 voie).

AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT DIFFERENTIEL

L'amplificateur différentiel de la figure 4 fonctionne suivant le principe suivant : il existe une région du fonctionnement pour laquelle une croissance du gain sur l'un des deux photocoupleurs provoque une décroissance du gain à peu près équivalente sur l'autre photocoupleur, amenant ainsi une certaine compensation; lorsque I_{F1} croît en fonction de V_{IN}, I_{F2} décroît d'une valeur égale. Si $n_1 = n_2 = 2$, l'accroissement du gain provoqué par l'accroissement de I_{F1} est contre-balancé par la diminution du gain due à la diminution de I_{F2}. La source à courant constant polarise les DEL de façon que I_{F1} et I_{F2} au repos soient de 3 mA. R_1 et R_2 sont calculées pour que I_F varie de 2 à 4 mA lorsque V_{IN} passe de – 5 V à + 5 V. R_1 et R_2 peuvent être ajustées pour obtenir une gamme dynamique quelconque. U_3 et U_4 sont utilisés comme amplificateur de courant différentiel.

$$V_{OUT} = R_5 \left[(R_3/R_4) I_{C1} - I_{C2} \right]$$

R_3, R_4 et R_5 ont été sélectionnés pour que l'amplificateur ait un gain de 1 pour les valeurs les plus défavorables du rapport de transfert en courant. La fonction de transfert a la forme :

$$V_{OUT} = R_5\left[\left(\frac{K_1 R_3}{R_4}\right)\left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F'1}}\right)^{n_1}\left(1+\frac{V_{IN}}{R I_{CC}}\right)^{n_1} - K_2\left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F'2}}\right)^{n_2}\left(1-\frac{V_{IN}}{R I_{CC}}\right)^{n_2}\right]$$

lorsque $R \equiv R_1 \equiv R_2$.

Une fois réalisé le zéro, cette fonction de transfert se réduit à :

$$V_{OUT} = R_5 K'\left[\left(1+\frac{V_{IN}}{R I_{CC}}\right)^{n_1} - \left(1-\frac{V_{IN}}{R I_{CC}}\right)^{n_2}\right]$$

$$\text{avec } K' = \frac{K_1 R_3}{R_4}\left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F'1}}\right)^{n_1} = K_2\left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F'2}}\right)^{n_2}$$

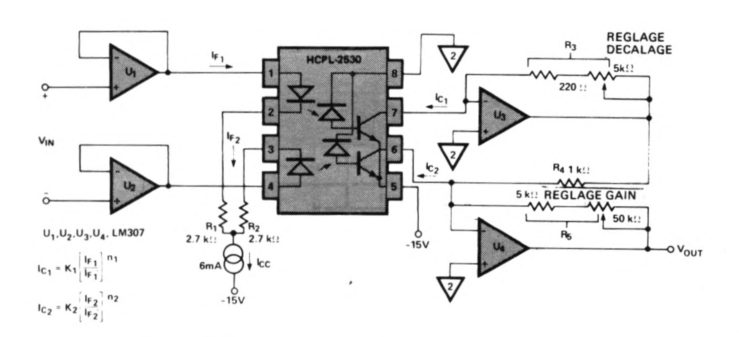


FIGURE 4 – Amplificateur d'isolement en CC différentiel

Performances typiques d'un amplificateur en continu linéarisé par différentiation

Linéarité : 3% pour une gamme dynamique de 10 V crête-à-crête.
Gain en tension : 1.
Bande passante : 25 kHz (limitée par U_1, U_2, U_3 et U_4).
Variation du gain : – 0,4% par °C.
Variation du décalage : ± 4 mV/°C.
Réjection en mode commun : 70 dB à 1 kHz.
Isolement : 3000 V CC.

AMPLIFICATEUR COUPLE EN ALTERNATIF

Dans un amplificateur couplé en alternatif, la référence continue n'est pas nécessaire, il suffit de polariser le photocoupleur dans la région où le CTR a un incrément constant ($\partial I_D/\partial I_F$). Un exemple de circuit de ce type est donné figure 5. Q_1 est polarisé par R_1, R_2 et R_3 pour que le courant collecteur soit de 20 mA. R_1 est choisi pour que I_F varie de 15 à 25 mA pour une variation de 1 V c-à-c de V_{IN}. Dans ces conditions, le 6N136 fonctionne dans une région où l'incrément du CTR est pratiquement constant. On peut améliorer la linéarité au mépris du rapport signal/bruit en réduisant l'excursion de I_F. Ceci se réalise en augmentant R_3, en ajoutant une résistance entre le collecteur de Q_1 et la masse pour obtenir un courant au repos de 20 mA. Q_2 et Q_3 constituent un amplificateur en cascade avec contre-réaction appliquée à travers R_4 et R_6. R_6 est calculée en fonction de V_{be}/I_3 avec I_3 donnant le produit gain-largeur de bande maximal de Q_3. R_7 doit permettre l'excursion maximale de V_{OUT} sans écrêtage. R_5 polarise Q_3 en continu. Le gain en boucle fermée ($\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$) peut s'ajuster grâce à R_4. La fonction transfert de l'amplificateur est la suivante :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \simeq \left(\frac{\partial I_D}{\partial I_F}\right)\left(\frac{1}{R_3}\right)\left(\frac{R_4 R_7}{R_6}\right)$$

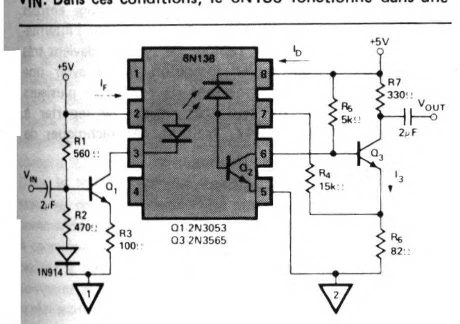


FIGURE 5 – Amplificateur d'isolement alternatif à large bande

Performances typiques de l'amplificateur large bande

Linéarité : 2% pour une gamme dynamique de 1 V crête-à-crête.
Gain en tension : 1.
Bande passante : 10 MHz.
Variation du gain : – 0,6% par °C.
Réjection en mode commun : 22 dB à 1 MHz.
Isolement : 3000 V CC.

TECHNIQUES NUMERIQUES D'ISOLEMENT

La conversion numérique peut s'utiliser pour transférer un signal analogique entre deux systèmes isolés. Cette technique convertit le signal analogique en un signal numérique quelconque que l'on transmet au moyen d'un photocoupleur. Cette information est ensuite reconvertie en analogique en sortie. Le photocoupleur étant utilisé en commutation, la linéarité globale du circuit dépend en premier lieu de la précision avec laquelle le signal analogique est converti en numérique puis à nouveau en analogique. La

bande passante du système est toutefois limitée par les temps de propagation du photocoupleur.

La figure 6 montre un système de modulation par largeur d'impulsion pour isoler un signal analogique. L'oscillateur fonctionne à fréquence fixe, f, et le multivibrateur monostable fait varier le rapport cyclique de l'oscillateur en fonction du signal d'entrée, V_{IN}. La fréquence maximale, à laquelle peut fonctionner l'oscillateur, est déterminée par la linéarité des circuits et le temps de propagation des photocoupleurs.

$$(t_{max} - t_{min}) \text{ (linéarité désirée) } \geqslant |t_{PLH} - t_{PHL}|$$

En sortie, le signal modulé est converti dans sa forme analogique première. Ceci peut être réalisé au moyen d'un circuit intégrateur suivi éventuellement d'un filtre passe-bas ou au moyen d'un démodulateur qui fournit une tension de sortie proportionnelle au rapport cyclique de l'oscillateur.

La figure 7 illustre un système utilisant la conversion tension-fréquence. Le convertisseur donne une fréquence en sortie proportionnelle à V_{IN}. La fréquence maximale, qui peut être transmise par le photocoupleur, est approximativement de :

$$f_{max} \approx \frac{1}{t}, \text{ avec } t = t_{PLH} \text{ ou } t_{PHL} \text{ (celui des deux qui est le plus long)}$$

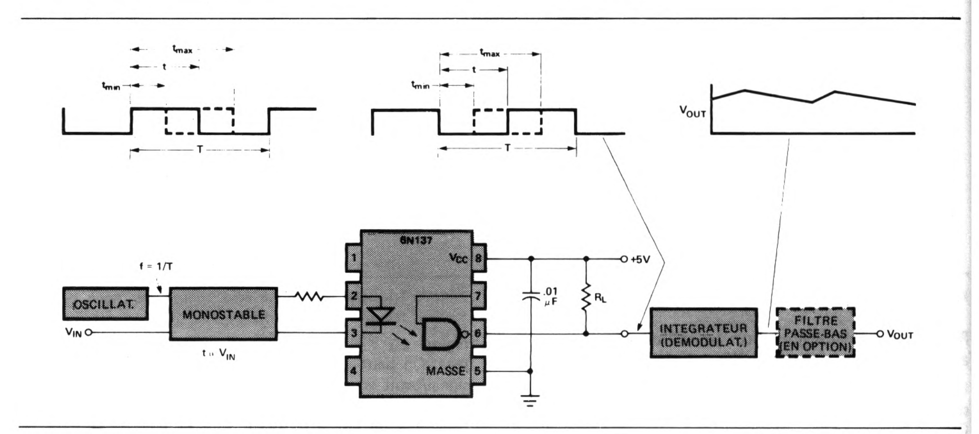


FIGURE 6 — Modulation par impulsions de largeur variables

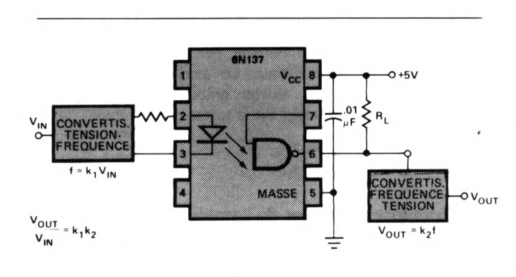
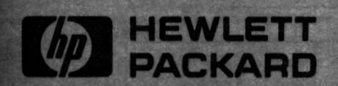


FIGURE 7 — Conversion tension-fréquence

En sortie, la fréquence est convertie en tension. La linéarité globale du système dépend uniquement de celle des convertisseurs tension-fréquence et fréquence-tension.

Un autre moyen proche de la conversion tension-fréquence est représenté par la modulation de fréquence. Une porteuse, f_0, est modulée par Δf, de telle manière que $f_0 \pm \Delta f$ soit proportionnel à V_{IN}. Ensuite, la tension, V_{OUT}, est restituée au moyen d'une boucle de verrouillage en phase ou un circuit similaire.

Un autre système pour isoler un signal analogique consiste à utiliser des convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques et à transmettre des informations binaires ou DCB. Les informations peuvent être transmises en bits séries ou parallèles en fonction des sorties disponibles sur le convertisseur A-N. Si les données séries ne sont pas possibles, les sorties A-N peuvent être converties en données séries à l'aide d'un registre à décalage entrées parallèles-sorties série (PISO) et transmises par l'intermédiaire d'un photocoupleur rapide. Ce système devient très économique, en particulier lorsqu'on désire avoir une grande résolution, en permettant de remplacer plusieurs photocoupleurs par un seul très rapide. Se reporter à la note d'applications 947, traitant des techniques de transmission de données.



NOTE D'APPLICATIONS 966

Utilisation des afficheurs alphanumériques HDSP-2000

Cette note d'applications est destinée à servir de guide d'emploi aux afficheurs HDSP-2000 et à faciliter l'étude de leurs circuits connexes. Nous étudierons successivement leur conception et leur théorie de fonctionnement, leurs circuits de commande spécifiques, les précautions d'ordre thermique à prendre, la réduction de la dissipation en fonction de la température, l'emploi de radiateurs et enfin les moyens de moduler leur intensité lumineuse.

Ces afficheurs sont conçus pour permettre de visualiser des informations de grande précision. Chaque caractère est formé d'une matrice de points (DEL) 5x7 qui permet de reconstituer l'alphabet complet (majuscules et minuscules), les signes de ponctuation, les chiffres de 0 à 9 ainsi que des symboles mathématiques et spéciaux.

Chaque caractère a une hauteur de 3,8 mm et une largeur de 2,2 mm. Les boîtiers, constitués de 4 caractères d'entraxe 4,5 mm, sont conçus pour être alignés et constituer ainsi des lignes de caractères de longueur quelconque.

DESCRIPTION ELECTRIQUE

L'électronique de ces afficheurs est entièrement supportée par une carte de circuits imprimés à laquelle sont intégrés les afficheurs. Ceci permet d'éliminer bon nombre des problèmes afférent à l'utilisation des afficheurs alphanumériques. Sur les afficheurs traditionnels, les matrices de chaque caractère sont disposées en un réseau x-y adressable, nécessitant 12 broches d'interconnexion par caractère non compris les circuits de commande de lignes et de colonnes. Dans le HDSP-2000 par contre, il existe un circuit de stockage des données de ligne ainsi qu'un amplificateur de commande pour chacune des 28 lignes de l'afficheur à 4 caractères. Cette approche permet ainsi d'adresser chaque boîtier à l'aide de 11 broches actives, ce que l'on peut comparer aux 176 broches et 36 composants nécessaires à la réalisation du même circuit en technique conventionnelle.

La figure 1 donne le schéma du HDSP-2000. Le dispositif comprend 4 matrices de DEL et 2 registres à décalage entrée série - sorties parallèles à 14 bits. Sur ces matrices de 5x7 DEL, on a relié entre elle, d'une part les anodes correspondant à chaque colonne, d'autre part les cathodes correspondant à chaque ligne. Chacune des 7 lignes de cathodes de chaque chiffre est alimentée par l'intermédiaire d'un amplificateur à courant constant commandé par l'un des 7 étages du registre à décalage. Les colonnes identiques de chaque caractère sont ensuite reliées en parallèle et ramenée sur une broche d'adressage unique (c'est-à-dire que la colonne 1 de chacune des 4 caractères est branchée à la broche colonne 1, les colonnes 2 à la broche colonne 2 et ainsi de suite). De cette façon, chacune des diodes des 4 matrices peut être adressée en transmettant la donnée au registre à décalage approprié et en alimentant la colonne voulue.

Le registre à décalage entrée série - sorties parallèles (SIPO) possède sur chacune de ses sorties un amplificateur à courant constant. L'étage de sortie est un dispositif à courant-miroir de gain 10. Le courant de référence de la diode est obtenu à partir de la tension fournie par l'amplificateur de luminosité, que l'on applique à une résistance de référence de courant R. Un transistor de commutation, branché en sortie de chaque registre à décalage, commande le passage du courant de référence. Une logique 1 appliquée au registre à décalage amène à conduction la source de courant alimentant la ligne. En appliquant une tension à l'entrée colonne adéquate, on provoque l'allumage de la diode voulue.

Les données sont introduites en série dans le registre à décalage au moment d'une transition haut-bas du signal d'horloge. Le circuit de sortie des données est un étage tampon TTL qui sert d'interface au 28ème bit du registre à décalage (c'est-à-dire la 7ème ligne du 4ème caractère de chaque boîtier). La sortie données est conçue pour se raccorder directement à l'entrée données à travers la succession des 4 caractères de l'afficheur HDSP-2000. Les entrées données, horloge et V_B, sont toutes amplifiées pour permettre l'interface directe avec une famille quelconque de circuits TTL ou DTL.

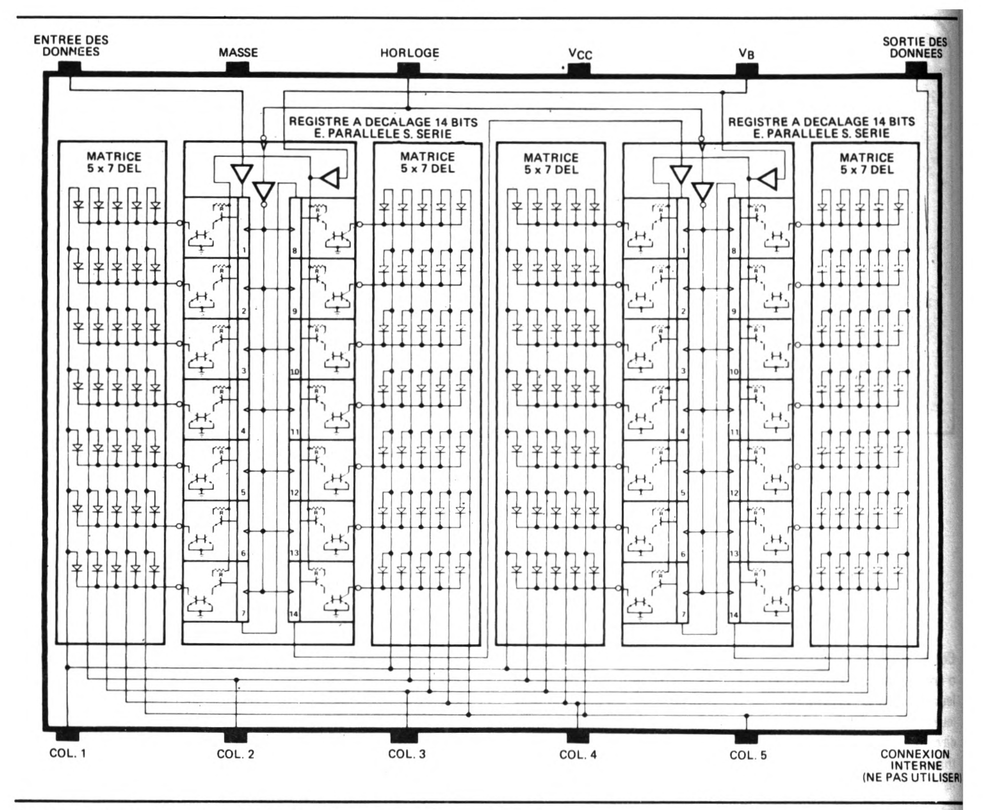


FIGURE 1 — Schéma de principe de HDSP-2000

FONCTIONNEMENT

Un système d'affichage alphanumérique à matrice de points est en général organisé selon une logique qui nécessite qu'un caractère quelconque résulte de la combinaison de plusieurs groupes de données. Ce sera pour une matrice de points 5x7, soit 5 groupes de 7 bits, soit 7 groupes de 5 bits. Ce système est utilisé pour réduire de 35 à 7 ou 5 le nombre de sorties du générateur de caractères. Pour afficher un caractère complet, ces groupes de données sont ensuite présentés séquentiellement aux emplacements voulus de la matrice de points. Si cette présentation se répète à des intervalles qui permettent une réexcitation des diodes à une cadence supérieure à 100 fois par seconde, l'oeil percevra le caractère comme une image permanente. L'intensité lumineuse apparente de chaque élément d'affichage sera égale à l'intensité lumineuse pendant l'allumage, multipliée par le rapport entre les périodes d'allumage et d'extinction. Ce rapport s'appelle rapport cyclique ou facteur de forme de l'affichage, et la technique l'échantillonnage. Dans le cas du HDSP-2000, chaque caractère est constitué de 5 groupes de 7 bits. Sur un afficheur à 4 caractères, les 28 bits représentant le premier groupe de chacun des 4 caractères sont tout d'abord chargés en série sur le registre à décalage SIPO de la carte, puis la première colonne se trouve alimentée pendant un certain temps, T. Le processus se répète par la suite pour la colonne 2, puis 3 jusqu'à la colonne 5. S'il faut un temps, t, pour charger les 28 bits sur le registre à décalage, le facteur de forme est alors de :

$$\text{DF (facteur de forme)} = \frac{T}{5\,(t + T)} \qquad (1)$$

le terme 5 (t + T) devenant la période de rafraîchissement. Pour que l'affichage soit satisfaisant, la fréquence de rafraîchissement doit être supérieure à 100 Hz ou

$$\frac{1}{[\,5\,(t + T)\,]} = 100 \text{ Hz} \qquad (2)$$

ou inversement

$$5\,(t + T) \leqslant 10 \text{ ms} \qquad (3)$$

ce qui nous donne

$$(t + T) \leqslant 2 \text{ ms} \qquad (4)$$

Deux millisecondes correspondent à la durée maximale du chargement et de l'affichage de chaque emplacement de colonne. Si $t \ll T$, le facteur cyclique se rapproche de 20%. Le nombre de chiffres qui peuvent être adressés sur une ligne de caractère est alors subordonné au facteur cyclique minimal admissible et au choix de la fréquence d'horloge. Par exemple avec une horloge 1 MHz, une ligne de 100 caractères constituée de 25 HDSP-2000 alignés doit fonctionner avec un facteur de forme DF de :

$$DF = \frac{(T + t) - (\text{nb. de bits à charger}) \times (1/1\ \text{MHz})}{5\,(T + t)}$$

soit

$$DF = \frac{(2\ \text{ms}) - (700)\ (1\ \mu s)}{5 \times 2\ \text{ms}} = 13\%$$

Dans la plupart des applications, un facteur de forme de 10% ou plus donne à l'afficheur une luminosité plus que satisfaisante. Si l'éclairage ambiant est fort, il peut être nécessaire d'augmenter le facteur de forme, alors que dans la pénombre, il faut le diminuer pour conserver un contraste satisfaisant.

CIRCUITS DE COMMANDE

Il est pratique de faire fonctionner un système d'affichage par HDSP-2000 avec une interface constituée d'un générateur de caractères et d'une mémoire de rafraîchissement. Le diagramme de la figure 2 décrit un tel système. Ajoutons qu'il est réalisé pour visualiser 4 caractères. Le compteur 1/N devient alors un compteur 1/4, N étant égal au nombre de caractères de la ligne. La mémoire de rafraîchissement stocke l'information à afficher (elle peut être codée dans l'un quelconque des différents codes de données existant comme par exemple les codes ASCII ou EBDIC ou encore un code et des caractères spéciaux à l'utilisateur au moyen d'une ROM spécialement programmée). La seule obligation consiste à ce que les données soient générées en 5 groupes de 7 bits. Le générateur de caractères reçoit les données qui viennent de la mémoire de rafraîchissement et sort 7 bits de données d'affichage correspondant au caractère et à la donnée sélection colonne. Ces données sont converties en format série dans le registre à décalage entrées parallèles - sortie série puis synchronisées dans le registre à décalage du HDSP-2000. Dans un système normal, le caractère à afficher sélectionné en premier est celui de l'extrême droite et les données correspondant aux éléments allumés et éteints de la première colonne de l'afficheur sont synchronisées par l'horloge dans les 7 premiers emplacements du registre du HDSP-2000. Les données de la colonne 1 des caractères 3, 2 et 1 sont sélectionnés de la même manière par le compteur 1/N, puis décodées et introduites sur le registre à décalage de l'afficheur. Après 28 coups d'horloge, les données correspondant à chaque caractère sont toutes introduites dans les emplacements du registre à décalage correspondant aux 7 lignes de la matrice de DEL concernée. Le compteur 1/N passe en débordement, déclenche le compteur de temps de l'afficheur validant la sortie du décodeur de sélection de colonne 1/5 et déconnecte l'entrée horloge sur le HDSP-2000. Les informations présentes à ce moment dans le registre à décalage sont affichées pendant une période T, à l'emplacement de la colonne 1. A la fin de cette période T, le compteur diviseur par 5 qui fournit les données de sélection de colonne au HDSP-2000 et au générateur de caractères, est incrémenté de 1 et les données de la colonne 2 sont stockées puis affichées de la même manière que pour la colonne 1. Ce processus, répété pour chacune des 5 colonnes, est constitué des 5 groupes de données nécessaires à l'affichage des caractères voulus. Après le 5ème compte, le décodeur 1/5 se remet automatiquement à 1 et la séquence recommence. La seule modification nécessaire pour étendre cette interface à des lignes de plus de 4 caractères consiste à augmenter la capacité de la mémoire de rafraîchissement et à remplacer le compteur par 4 par un compteur de module égal au nombre de caractères à afficher.

Du moment que les données sont chargées pour toutes les colonnes identiques de l'affichage et que ces colonnes sont ensuite toutes validées en même temps, il suffit de 5 transistors de commutation de colonne quel que soit le nombre de caractères que compte la ligne. Ces transistors doivent être choisis pour pouvoir débiter environ 110 mA par caractère. La tension de saturation émetteur-collecteur du transistor et la tension d'alimentation des colonnes doivent être choisis pour que l'on ait $2{,}6\ V \leqslant V_{COL} \leqslant V_{CC}$. Pour réduire le coût de l'alimentation et améliorer le rendement, on peut utiliser une tension redressée double alternance sans régulation à condition que sa valeur crête ne dépasse pas la valeur de V_{CC} et que la tension ne descende pas au dessous de 2,6 V.

Des courants transitoires importants peuvent prendre naissance si une colonne se trouve validée pendant un

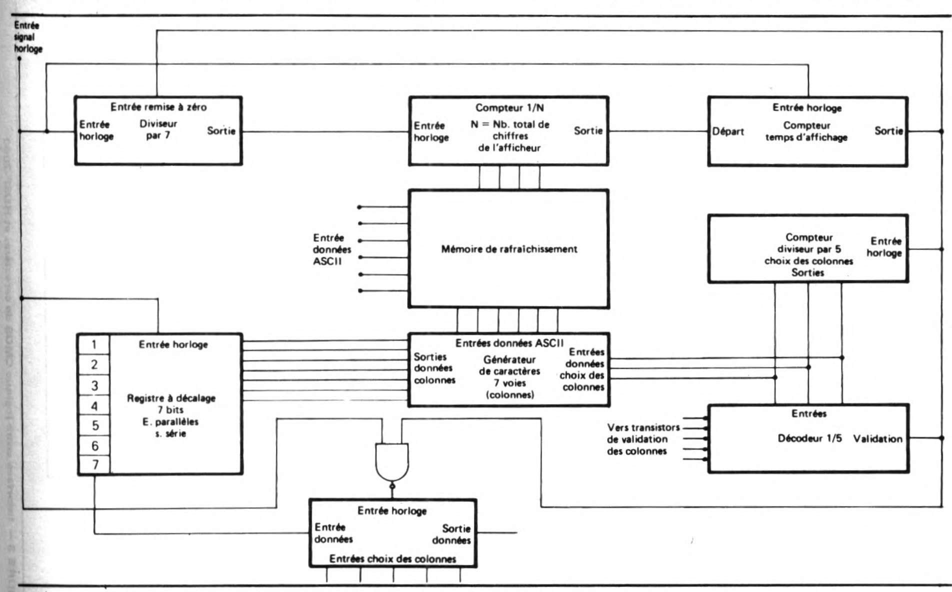


FIGURE 2 – Bloc diagramme de principe de l'affichage

FIGURE 3 — Interface entre logique CMOS de caractères et HDSP-2000

transfert de données. Pour y remédier, on commute le courant avant le commencement de la synchronisation. I_{CC} doit être diminué d'environ 10 à 15% si le signal d'horloge est à l'état 1 pendant la période d'affichage, T.

CIRCUIT D'INTERFACE POUR HDSP-2000

Il y a plusieurs manières de réaliser une interface avec le HDSP-2000. Nous allons étudier quelques unes des interfaces de base.

Interface pour circuits d'instrumentation

Le circuit de la figure 3 permet d'afficher 16 caractères. Il est principalement prévu pour visualiser les informations fournies par un système d'instrumentation. On y utilise des circuits logiques CMOS qu'il est facile de remplacer par des circuits TTL si on le désire. Dans ce montage, illustré figure 2, on combine des circuits CD4022 et CD4520 pour réaliser une fonction diviser par 7, une fonction diviser par 16 et un compteur de temps d'affichage. Le diagramme des temps de la figure 4 donne les relations critiques entre les entrées et sorties. En réalité, le CD4022 fonctionne en compteur diviseur par 8, le premier compte servant à verrouiller les données sur un registre à décalage entrées parallèles - sortie série (PISO) et les 7 autres à transférer les données du registre sur le HDSP-2000. Le CD4520 est un double compteur 4 bits câblé en compteur en cascade binaire 8 bits. La porte NON-ET, U_1, définit le rapport temps de charge - temps d'affichage. Dans ce cas, le chargement se produit 1 fois par 8×2^7 comptes et pendant 8×2^4 comptes. Le facteur de forme devient alors :

$$DF = \frac{(8 \times 2^7) - (8 \times 2^4)}{5\,(8 \times 2^7)} = 17{,}5\%$$

et la période de rafraîchissement

$5\,(8 \times 2^7)\,\tau$

avec τ = période de l'horloge.

Les 4 bits les moins significatifs du compteur CD4520 sont utilisés pour adresser en permanence la mémoire de rafraîchissement du CD4036. Les données peuvent s'écrire à l'adresse mémoire voulue en échantillonnant la ligne WRITE ENABLE (validation écriture) lorsque l'adresse mémoire désirée apparaît sur la ligne WRITE ADDRESS (adresse écriture). Cette fonction peut apparaître en même temps qu'une lecture de mémoire.

Les deux compteurs CD4029 et CD4022 servent respectivement de générateur de données colonnes et de décodeur de sélection de colonne. En remarquant que le circuit générateur de caractères signétics 2516 nécessite aux entrées sélection de colonne des codes binaires 1 à 5 au lieu de 0 à 4, il est nécessaire de placer le CD4029 sur le code binaire «1», ce qui est réalisé en utilisant la même impulsion que celle qui sert à remettre à zéro le codeur de sélection de colonne CD4022. Pour réduire I_{CC}, la borne V_B est maintenue à l'état bas pendant le chargement des données, coupant ainsi la référence fournie par le générateur courant miroir. Le commutateur de courant de colonne est un transistor Darlington PNP attaqué par une porte NON-ET suivie d'un amplificateur. Le 1N4720 sert à réduire la tension de colonne d'environ 1 V diminuant ainsi la dissipation du HDSP-2000. L'entrée horloge ne doit pas dépasser 1 MHz du fait de la lenteur de la logique CMOS.

Circuit d'interface pour clavier 32 caractères

Le circuit de la figure 5 permet l'interface directe de l'afficheur HDSP-2000 avec la plupart des claviers standard. L'absence sur l'interface de système intelligent pour fournir quelques unes des fonctions spéciales nécessaires pourrait amener certains problèmes dont il faut tenir compte. Le système décrit fournit les fonctions spéciales suivantes :

- Un curseur pour indiquer la place dans la ligne du caractère suivant.
- La suppression de toutes les données sur l'affichage à droite du curseur.
- L'effacement de l'affichage par action extérieure et la commande d'intensité lumineuse.
- La mise en oeuvre des fonction «retour» (RETURN) et «espace arrière» (BACK SPACE).

Les circuits de synchronisation et d'analyse des données, similaires à ceux de la figure 3, sont encadrés par une ligne

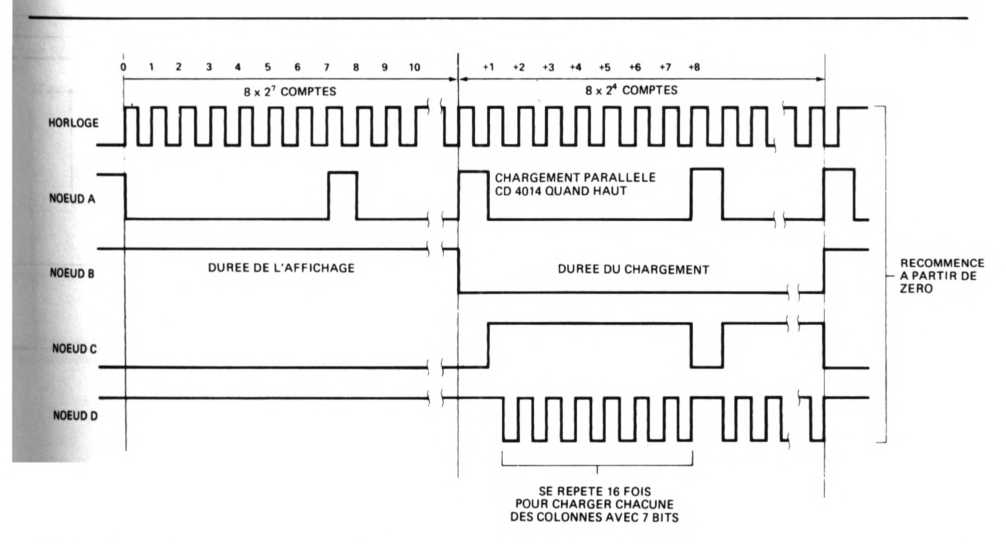


FIGURE 4 – Diagramme des temps pour l'interface d'affichage

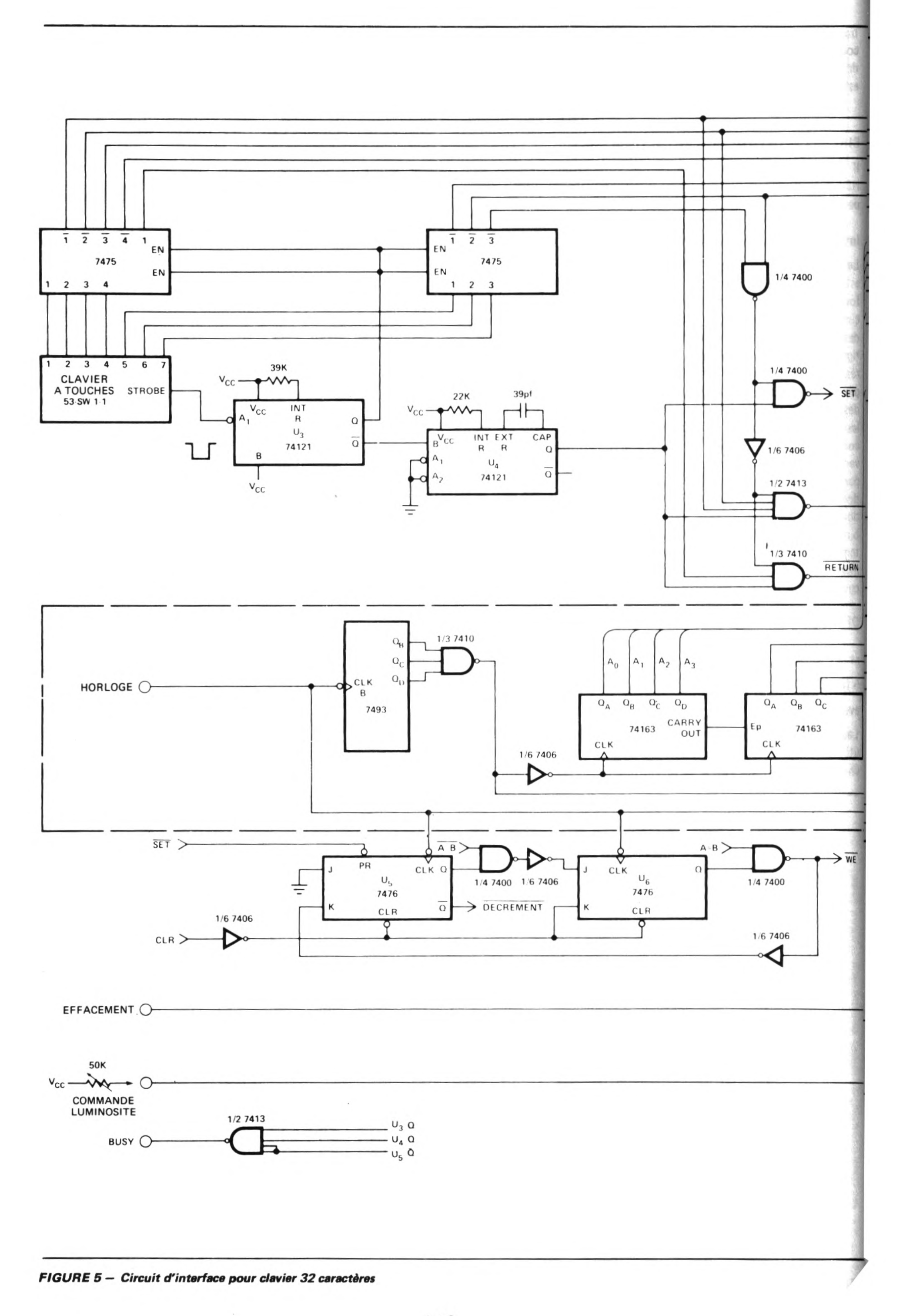
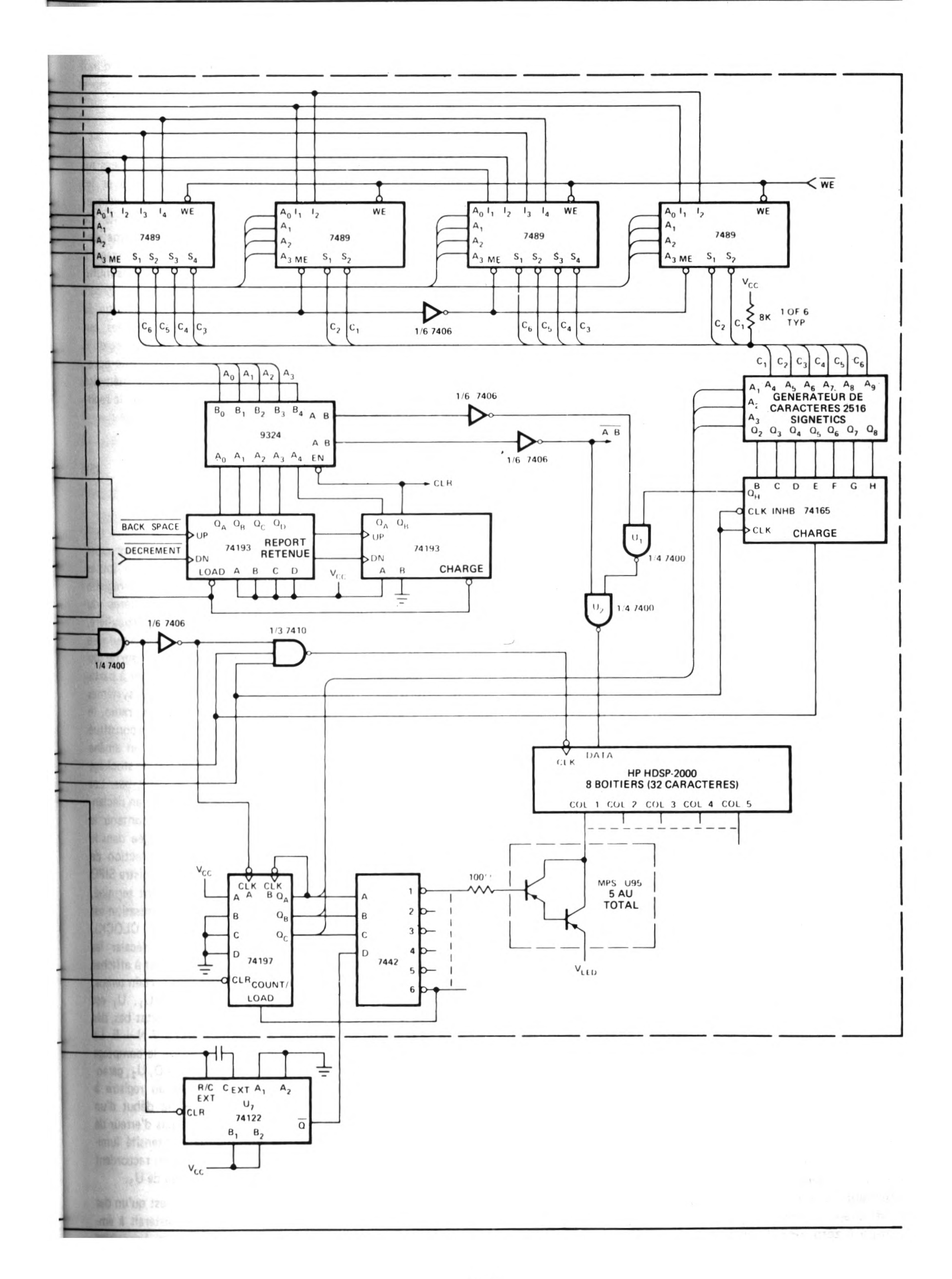


FIGURE 5 – Circuit d'interface pour clavier 32 caractères



WE
7489
1/6 7406
8K
1 OF 6 TYP
GENERATEUR DE CARACTERES 2516 SIGNETICS
9324
CLR
BACK SPACE
DECREMENT
74193
REPORT RETENUE
CHARGE
CLK INHB 74165
1/4 7400
1/3 7410
HP HDSP-2000
8 BOITIERS (32 CARACTERES)
COL 1 COL 2 COL 3 COL 4 COL 5
MPS U95
5 AU TOTAL
74197
COUNT/LOAD
7442
74122

discontinue. Principale différence, nous avons ajouté un compteur de position et un comparateur de remise en oeuvre simple. Le compteur de position est un compteur-décompteur préréglé sur n-1 (n, nombre de caractères de la ligne d'affichage) par «RETURN». Le compteur se trouve décrémenté à chaque pression d'une touche correspondant à un caractère valable. Il est incrémenté par un code d'entrée «BACKSPACE». Un comparateur à 5 bits Fairchild 9324 compare la sortie du compteur à position à l'adresse d'analyse de la mémoire. L'exploration de la mémoire commence à zéro et représente la donnée correspondant au caractère de l'extrême droite (32ème caractère) de l'afficheur. La valeur de la position indique le nombre de frappe de touche qui a permis de décrémenter le compteur de position depuis 31. Le comparateur détecte deux conditions des valeurs relatives des deux compteurs. Lorsque l'exploration de la mémoire correspond à la valeur de la position, la sortie A = B du comparateur est un «1» logique. Dans toutes les autres conditions, la sortie A = B est un «0» logique. Ce signal est inversé et sert au transfert des données du registre PISO vers le HDSP-2000 via U_1. Pour la condition A = B, l'entrée de transfert est au niveau logique «0» et la sortie de la porte NON-ET, U_2, au niveau logique «1». Ceci provoque l'apparition du curseur représenté par l'allumage de toutes les diodes de la matrice associées à la position du caractère A = B. La seconde condition que détecte le comparateur correspond à une valeur d'exploration de la mémoire inférieure à la valeur de la position (A > B). Cette condition, qui représente toutes les données de caractères situés à droite du curseur, a pour résultat un «1» logique sur la sortie «A > B» du comparateur. Il est normalement avantageux d'effacer ces caractères, et, pour cela, de charger un «0» logique aux emplacements correspondant du registre à décalage du HDSP-2000. Ceci se réalise en inversant le signal à la sortie «A > B» et en l'appliquant sur l'une des entrées de la porte NON-ET, U_1. Si «A > B» est à «1», la sortie de U_1 est à «1». Ce signal, inversé par U_2, provoque le chargement d'une donnée «0» sur le registre à décalage correspondant à chaque caractère du HDSP-2000 à droite du curseur. Si «A = B» et «A < B», U_1 permettra le passage des données inversées entre le registre à décalage PISO et U_2. Ces signaux, issus du comparateur, servent en outre à provoquer le stockage des données aux emplacements voulus dans la mémoire de rafraîchissement. Les données de clavier sont tout d'abord stockées sur les bascules type D 7475 au moyen du signal «STROBE» (échantillonnage, issu du clavier) qui provoque une unique impulsion en sortie du monostable U_3 pour déclencher une impulsion en sortie de U_4. Cette dernière engendre le signal «SET» pour ouvrir la bascule (constituée par U_5 et U_6) qui commande le chargement de tout code caractère valable. La commande de chargement se trouve ainsi armée pour permettre d'envoyer l'impulsion de validation écriture à la RAM 7489 dès que «A = B». Le signal «$\overline{A = B}$» est utilisé pour éviter l'introduction d'une seconde données pendant la durée de l'impulsion d'écriture. Cette dernière arrête la bascule de commande de chargement à partir du cycle d'horloge suivant pour que le nouveau signal puisse être reconnu. La sortie $\overline{Q}$ de U_5 sert aussi à décrémenter le compteur de position.

Nous avons ajouté au circuit de la figure 3 les commandes spéciales suivantes : une commande d'intensité lumineuse et une entrée d'effacement. La commande d'intensité est constituée d'un monostable redéclenchable 74122, U_7. Ce circuit détermine le temps de validation du décodeur, sélecteur de colonne pendant la durée de l'affichage, T. L'affichage est éteint extérieurement en maintenant l'entrée remise à zéro «RESET» du compteur sélecteur de colonne à l'état logique «0».

Le circuit de la figure 5 convient aux systèmes de lecture utilisés sur les appareils de mesure et les ordinateurs. Dans ce cas, un signal d'occupation (Busy) constitué à partir de $\overline{Q}$-U_2, $\overline{Q}$-U_3 et $\overline{Q}$-U_4 permet à l'interface d'affichage d'indiquer au système de commande le moment où les données peuvent être acceptées.

Interface de commande à distance

Certains systèmes demandent un affichage des données sur plusieurs sites distants qui puisse ne pas employer les circuits de décodage et de synchronisation relativement complexes et chers des deux exemples précédents. Ce principe est souvent utilisé pour visualiser les informations sur les systèmes d'appel pour l'affichage de message à distance et sur tout réseau nécessitant des affichages multiples adressables à partir d'un processeur central. Le circuit de la figure 6 sert à stocker et à afficher une chaîne de données décodées. Il nécessite une entrée données qui proviennent d'un dispositif générant des données et qu'il sort en données série, un miniordinateur ou un microprocesseur par exemple. Le nombre total de bits de mémoire nécessaires (y compris pour le HDSP-2000 et pour le registre à décalage de sélection de colonne à 5 bits) est de :

$$\text{mémoire} = 35\ N + 25 \qquad (5)$$

où N = nombre de caractères de la ligne d'affichage.

Le format des données d'entrée doit être divisé en 5 groupes d'informations égaux. Chaque groupe doit contenir toutes les données nécessaires au chargement complet du registre à décalage d'affichage de la ligne de caractères du HDSP-2000 (7 N bits) pour une colonne particulière, précédé d'un code de sélection de colonne de 5 bits qui sera transmis dans le registre à décalage SIPO en sortie du HDSP-2000. Le circuit est conçu pour fonctionner à partir de 2 horloges différentes. Ceci est important sur les systèmes pour lesquels l'affichage peut être transmis par radio, le signal de l'horloge entrée données pouvant être reconstitué à partir du flot de données. Pour le stockage, on amène chargement données ($\overline{\text{LOAD DATA}}$) à l'état bas, le stockage débutant dès que prêt ($\overline{\text{READY}}$) passe à l'état bas. Les données sont transférées sur le registre à décalage en déclenchant une porte. La chaîne de données doit contenir le nombre de bits défini en (5) et doit être chargée dans le registre accompagnée de l'un des codes de sélection de colonne à 5 bits complètement stocké dans le registre SIPO de sélection de colonne. Une fois le chargement terminé, $\overline{\text{LOAD DATA}}$ passe à l'état haut et la synchronisation est conduite par l'horloge d'affichage (DISPLAY CLOCK). Cette synchronisation de l'affichage sert à décaler les données stockées de 7 N + 5 bits puis à arrêter et à afficher le contenu du registre à décalage pendant un certain temps, T, déterminé par la période de monostable, U_1. U_1 est déclenché lorsque le signal d'horloge passe à l'état bas, dès que le compteur synchrone a compté jusqu'à 7 N + 5. La sortie U_1 remet le compteur à zéro et arrête le comptage jusqu'à la fin de la période T. La bascule type D, U_2, garantit que les impulsions d'horloge destinées au registre à décalage démarrent en synchronisme avec le début d'un cycle complet d'horloge pour qu'il n'y ait pas d'erreur de synchronisation. U_3 sert de commande d'intensité lumineuse au HDSP-2000, il peut être supprimé en raccordant l'entrée de U_4 $_{(1\text{-}5)}$ à la sortie Q de U_1 au lieu de U_3.

La mémoire du registre à décalage utilisée n'est qu'un des modèles possibles. Une autre méthode consisterait à employer une RAM 512 x 1 bits ou 1024 x 1 bits. Les sorties du compteur servant alors au choix de l'adresse RAM.

SYSTEMES DE REFROIDISSEMENT ET MONTAGE

Le HDSP-2000 présente un grand nombre de possibilités de logique et d'affichage dans un boîtier de petites dimensions. Il en résulte une dissipation assez importante de la carte et le montage sur un dissipateur thermique est à envisager. Le HDSP-2000 est conçu pour fonctionner dans un large éventail de températures ambiantes et de tensions d'alimentation. Son fonctionnement à pleine puissance à la température ambiante T_A de 25°C (si $V_{CC} = V_B = V_{COL} = 5{,}25$ V) est possible si la résistance thermique broches - ambiance, θ_{CA}, ne dépasse pas 35°C/W/boîtier. Cette valeur suppose que la surface de montage de l'afficheur est un plan isotherme. Si un seul afficheur sur ce plan fonctionne à 1,7 W, l'augmentation de température au dessus de l'ambiance atteindra :

$$T_{RISE} = (35°C/W) \times 1{,}7\ W = 42{,}5°C \qquad (6)$$

Si un second afficheur fonctionne dans les mêmes conditions, la température doublera (85°C), atteignant ainsi rapidement des valeurs catastrophiques. Cependant, dans la plupart des cas, la dissipation effective est nettement inférieure à la dissipation maximale admissible, c'est-à-dire, à 1,7 W. La puissance dissipée par les HDSP-2000 se calcule à l'aide des formules suivantes :

$$P_D = P\,(I_{CC}) + P\,(I_{REF}) + P\,(I_{COL}) \qquad (7)$$

ou

$$P\,(I_{CC}) = I_{CC}\,(V_B = 0{,}4\ V) \times V_{CC} \qquad (8)$$

$$P\,(I_{REF}) = [\ I_{CC}\,(V_B = 2{,}4\ V) - I_{CC}\,(V_B = 0{,}4\ V)\ ] \times V_{CC} \times n/35 \times 5 \times DF \qquad (9)$$

$$P\,(I_{COL}) = I_{COL} \times V_{COL} \times n/35 \times 5 \times DF \qquad (10)$$

dans lesquelles :

I_{CC} est le courant mesuré, tous les étages du registre à décalage à l'état logique 1,

n est le nombre moyen de diodes allumées par caractère sur l'afficheur,

DF est la durée du passage du courant de colonne soit calculée à partir de l'équation (1), soit résultant de la modulation par impulsion de V_B (la plus petite des deux valeurs).

Comme on peut le prévoir en regardant (8), (9) et (10), il y a trois moyens de réduire la dissipation totale :

- Réduire V_{CC}.
- Réduire V_{COL}.
- Réduire DF.

Les dissipations maximale et typique se calculent à partir des valeurs maximale et typique de I_{CC} et I_{COL} données par la fiche technique du HDSP-2000. Alors qu'il est possible d'alimenter les colonnes en courant redressé double alternance non régulé, on peut diminuer la dissipation en utilisant l'alimentation régulée V_{CC} : ainsi $V_{COL} = V_{CC}$ moins la tension de saturation collecteur-émetteur du transistor de commutation de colonne. La tension V_{COL} minimale pour un fonctionnement correct étant de 2,6 V, un transistor Darlington PNP avec une diode en série dans l'émetteur permet de réduire la dissipation de l'afficheur. Dans la plupart des applications concernant le code ASCII, le nombre maximal de DEL allumées par ligne de n caractères est de 21 alors qu'un caractère typique en a que 15. Bien que le DF maximal soit de 20%, il ne dépasse pas en général 17,5% par suite du temps nécessaire au chargement de l'afficheur. Un DF de 17,5% représente un rapport de 7 à 8 entre le temps d'allumage et le temps total pour un circuit comme celui de la figure 3. La plupart du temps, DF est bien inférieur à 17,5%, par exemple sur un système d'affichage alphanumérique de 40 caractères HDSP-2470, il ne dépasse pas 11,6%.

Nous allons calculer la dissipation maximale du circuit de la figure 3, en exemple. Dans ce circuit, V_{COL} max. = 5,25 V − 1,3 V (MPS-U95 à 1,6 A) − 0,85 V (1N4720 à 1,6 A) = 3,10 V. La dissipation maximale admissible se calcule alors de la façon suivante :

$$P\,(I_{CC}) = 60\ mA \times 5{,}25\ V = 315\ mW \qquad (11)$$

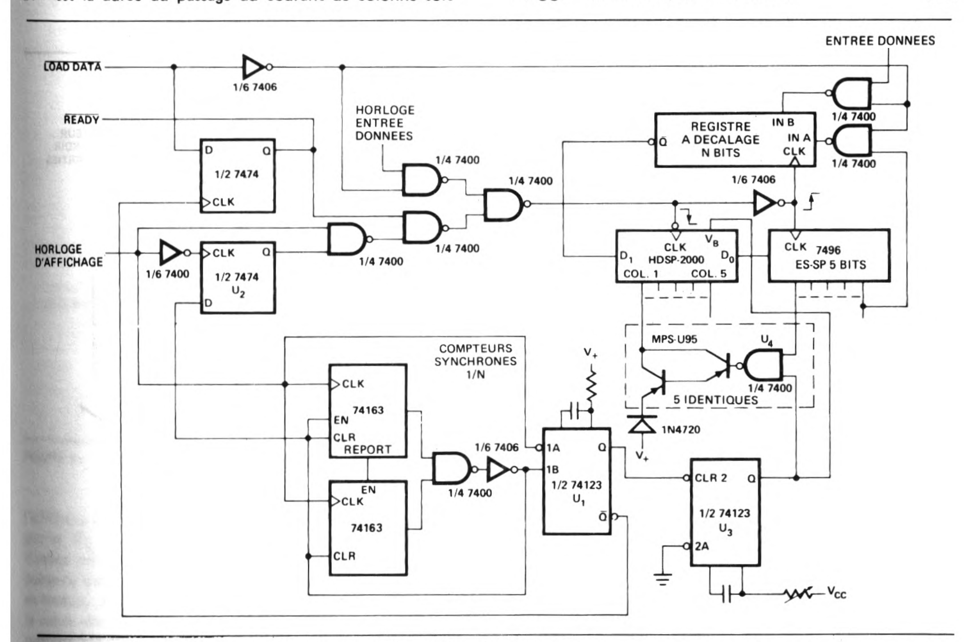


FIGURE 6 – Interface d'affichage permettant de recevoir des données décodées

$P\ (I_{REF}) = (95\ \text{mA} - 60\ \text{mA}) \times 5{,}25\ \text{V} \times 21/35 \times 5 \times 0{,}175 = 96{,}5\ \text{mW}$ (12)

$P\ (I_{COL}) = 410\ \text{mA} \times 3{,}1\ \text{V} \times 21/35 \times 5 \times 0{,}175 = 667\ \text{mW}$ (13)

$P_D = P\ (I_{CC}) + P\ (I_{REF}) + P\ (I_{COL}) = 1079\ \text{mW}$ (14)

La puissance dissipée typique se calcule de la même façon :

$P\ (I_{CC}) = 45\ \text{mA} \times 5\ \text{V} = 225\ \text{mW}$ (15)

$P\ (I_{REF}) = (73\ \text{mA} - 45\ \text{mA}) \times 5\ \text{V} \times 15/35 \times 5 \times 0{,}175 = 52{,}5\ \text{mW}$ (16)

$P\ (I_{COL}) = 335\ \text{mA} \times (5\ \text{V} - 1{,}3\ \text{V} - 0{,}85\ \text{V}) \times 15/35 \times 5 \times 0{,}175 = 358\ \text{mW}$ (17)

$P_D = P\ (I_{CC}) + P\ (I_{REF}) + P\ (I_{COL}) = 636\ \text{mW}$ (18)

Pour pourvoir fonctionner à la température ambiante de 70°C, il faut répondre aux conditions suivantes :

a. Température boîtier (broche la plus chaude)
   $T_C \leqslant 100°\text{C}$

b. Température jonction - circuit intégré
   $T_{IC\ J} \leqslant 125°\text{C}$

La résistance thermique jonction - boîtier typique, θ_{JC}, est de 25°C/W. Avec ces données, il est possible de déterminer la puissance que doit dissiper le radiateur et la réduction de puissance conjointe, en se basant sur les estimations suivantes :

$$T_{IC\ J} = (\theta^{*}_{CA} \times P_D) + \theta_{JC} \left(\frac{P_D - 0{,}015\ n}{2}\right) \quad (19)$$

$$T_C = (\theta_{CA})\ P_D \quad (20)$$

$\left(\frac{P_D - 0{,}015\ n}{2}\right)$ correspondant à la puissance dissipée par chaque circuit intégré.

* θ_{CA} = résistance thermique boîtier-ambiance.

EVACUATION DE LA CHALEUR

En pratique, la dissipation de la chaleur sur les HDSP-2000 impose que les techniques employées optimisent la conduction thermique des pattes du dispositif. Les figures 7 et 8 schématisent deux types de radiateurs. Dans de nombreux cas, un circuit imprimé sur lequel on a conservé un maximum de cuivre, comme celui de la figure 7, suffit à dissiper la chaleur émise par l'afficheur. Les cartes des systèmes d'affichage HDSP-2416, -2424, -2432 et -2440 constituées d'afficheurs HDSP-2000 de 16, 24, 32 et 40 caractères sont conçues selon ce principe. Ces cartes permettent ainsi de faire fonctionner les afficheurs jusqu'à 55°C avec convexion naturelle et jusqu'à 70°C en utilisant un flux d'air forcé de 45 m/s (150 fpm) dirigé perpendiculaire aux composants. Pour faire fonctionner l'ensemble à 70°C à l'air libre, il est possible d'utiliser un radiateur dont la figure 8 donne un exemple. Sur ce radiateur en deux parties, les ailettes verticales améliorent la dissipation par convection naturelle. Il faut prendre soin d'assurer un excellent contact thermique entre les deux éléments du radiateur et pour faciliter le transfert de chaleur, la surface de contact métallique entre les pistes et le radiateur doit être la plus grande possible. Une surface de dissipation de 51 cm² par boîtier permet d'évacuer 1,1 W par boîtier à la température ambiante maximale de 70°C. Cette valeur de 1,1 W est facilement obtenue en limitant V_{COL} à 3 V. Le moyen le plus efficace pour limiter l'encombrement du radiateur est certainement l'emploi du refroidissement par air forcé. Il faut considérer avec grande attention le montage thermique du HDSP-2000 car son fonctionnement à trop forte température peut amener sa destruction rapide.

Les afffichers HDSP-2000 peuvent se monter sur support de circuits intégrés DIP coupés à dimension pour permettre de réaliser des lignes de caractères. Il est aussi possible de les enficher sur des barettes à une seule rangée de contacts comme celles fournies par AUGAT (réf. 325-AG1D) ou AMP (réf. 583773). L'intervalle entre le boîtier et la carte est alors suffisant pour y intercaler une barre métallique servant de conducteur thermique vers un radiateur extérieur. La plupart de ces supports ajoutent une résistance thermique d'environ 2°C/W entre les pattes du boîtier et le circuit imprimé.



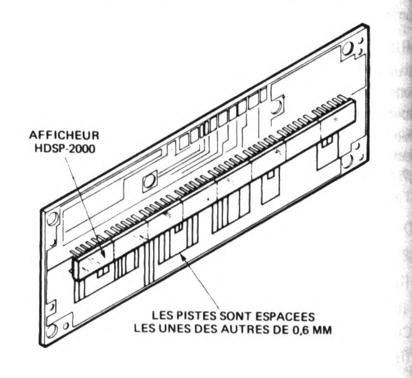


FIGURE 7 — Circuits imprimés pour HDSP-2000, gravé pour conserver le maximum de cuivre

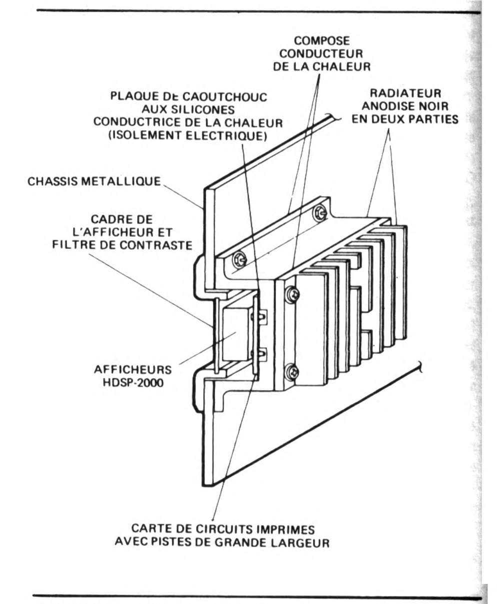


FIGURE 8 — Radiateur pour HDSP-2000

HARMONISATION ET COMMANDE DE L'INTENSITE LUMINEUSE

L'intensité lumineuse des afficheurs à DEL a une plage de variation assez étendue. Si la différence de luminosité entre deux caractères est trop prononcée, l'observation est désagréable. Pour résoudre le problème, les HDSP-2000 sont repérés par intensité lumineuse, à l'aide d'une lettre précédent le code donnant la date de fabrication. Lors de l'assemblage de plusieurs boîtiers pour constituer une ligne de caractères, tous doivent porter une lettre identique pour qu'il n'y ait pas de différence de luminosité. Les HDSP2000 sont repérés selon 8 valeurs de luminosité avec chevauchement. Le rapport de variation entre deux valeurs successives est inférieur à 2 ce qui est insensible à l'oeil, en particulier sur les matrices de DEL.

Un élément important pour l'affichage est de pouvoir faire varier son intensité lumineuse en fonction de l'éclairage ambiant. Dans la pénombre, un afficheur très lumineux amène une rapide fatigue de l'oeil. Inversement, un afficheur faiblement lumineux est difficile sinon impossible à lire sous fort éclairement, d'où risque de mauvaise lecture et fatigue de l'oeil. C'est pourquoi, l'adaptation de la luminosité à l'éclairage ambiant est importante. Elle peut être réalisée comme le montre la figure 9 par un système de commande automatique réalisé avec un monostable remis à zéro par l'impulsion validation colonne. La durée de l'impulsion en sortie du multivibrateur est commandée par un photoconducteur. A la fin de l'impulsion validation colonne, le multivibrateur est remis à zéro pour permettre de couper le courant de colonne avant que ne se produise la séquence de chargement du registre à décalage de l'afficheur. La sortie de ce circuit sert à moduler soit les entrées V_B des afficheurs HDSP-2000, soit le circuit d'entrée validation colonne. Pour réduire au maximum la puissance dissipée, les deux entrées doivent être modulées en intensité. Sur le circuit de la figure 9, on peut remplacer la cellule photo-électrique par un potentiomètre de 50 kΩ pour que la commande devienne manuelle.

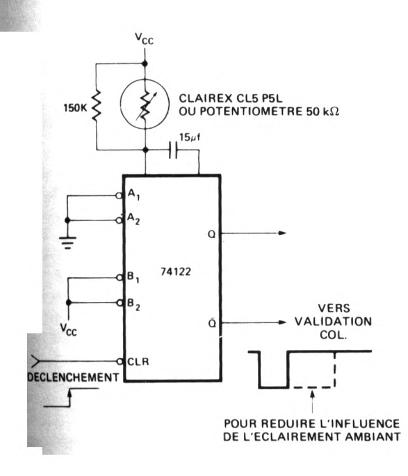


FIGURE 9 – Commande de luminosité employant un monostable

Amélioration du contraste

Le contraste entre les éléments allumés et leur arrière plan est un autre élément important pour que l'affichage soit agréable et que l'on ait une bonne lisibilité. Il peut s'améliorer en augmentant la puissance de l'afficheur, ce qui est réalisable tant que l'éclairage ambiant n'est pas trop intense et que la dissipation de puissance n'a pas grande importance. Une technique beaucoup plus pratique consiste à utiliser un filtre de contraste. Les filtres Ruby Red 60 ou Dark Red 63 de Panelgraphic, H100-1605 ou H100-1670 de SGL-Homalite conviennent parfaitement. Un autre moyen de renforcer le contraste consiste à éviter de voir paraître les pistes du circuit imprimé autour de l'afficheur et d'utiliser dans la mesure du possible un écran de soie noire sur les parties de la carte apparentes. L'amélioration du contraste est étudiée en détail dans la note d'applications 964 (en anglais). Les interfaces du HDSP-2000 avec les microprocesseurs font l'objet de la note d'applications 1001 (en français).

POINTS IMPORTANTS CONCERNANT LE HDSP-2000

- Un «1» logique sur le registre à décalage de l'afficheur provoque l'allumage de la DEL correspondante.
- La synchronisation a lieu sur la transition haut-bas de l'entrée horloge.
- Il faut utiliser un générateur de caractères donnant 7 bits de données colonne.
- Le registre à décalage a une longueur de 28 bits.
- Chaque colonne doit être rafraîchie à une cadence de 100 Hz au minimum.

Le tableau qui suit donne la liste des générateurs de caractères utilisables avec le HDSP-2000. Ils sont tous programmés pour convertir les codes d'entrée ASCII en 5 groupes de 7 bits nécessaires à l'affichage par matrices de points 5 x 7. Les ROM programmées à l'usage particulier d'un client peuvent employer un code entrée-sortie quelconque.

Fabricant	Référence	Temps d'accès typique	Alimentation	Dissipation typique
Texas Instrument	TMS 4100	500 ns	± 12 V	450 mW
National	5241 ABL	700 ns	± 12 V	
Signetics	2513	450 ns	± 5 V – 12 V	290 mW
	2516	500 ns	± 5 V – 12 V	280 mW
AMI	S8773B	450 ns	+ 5 V – 12 V	625 mW (max.)
Mostek	2002		± 14 V	320 mW
	2302		+ 5 V – 12 V	200 mW
Electronic Arrays	40105	750 ns	± 12 V	430 mW
Fairchild	3257	500 ns	+ 5 V – 12 V	360 mW

FIGURE 10 — Générateur de caractères sortie colonne compatibles HDSP-2000

La mémoire de rafraîchissement d'un HDSP-2000 peut avoir différentes configurations. Le tableau suivant donne la liste de quelques uns des dispositifs parmi lesquels l'utilisateur peut faire son choix.

Type	
RAM bipolaires	mots x bits
*7489	16 x 4
*7481A	16 x 1
*7484A	16 x 1
Fairchild 93403	16 x 4
Intel 3101	16 x 4
Intel 3104	4 x 4
RAM MOS	
TI TMS 4000 JC/NC	16 x 8
RAM CMOS	
RCA CD 4036	4 x 8
RCA CD 4039	4 x 8
National 74C89	16 x 4
Motorola MCM 4064	16 x 4
Registre à décalage	
TI TMS 3112	32 x 6
Signetics 2518	32 x 6
Signetics 2519	40 x 6
Fairchild 3348	32 x 6
Fairchild 3349	32 x 6

* Circuits TTL standard

FIGURE 11 — Eléments de mémoire utilisables dans les systèmes d'affichage constitués de HDSP-2000



COMPOSANTS

NOTE D'APPLICATIONS 1000

Transmission de Données Numériques par Fibres Optiques

Système Hewlett-Packard

Les fibres optiques peuvent résoudre maints problèmes de transmission de données. La présente note d'application a pour but d'aider l'utilisateur à obtenir le meilleur résultat de cette technologie relativement nouvelle. Nous comparerons, en premier lieu, les mérites et les limites des fibres optiques à ceux d'autres moyens de transmission, puis nous décrirons les fondements de la transmission de données du point de vue optique, mécanique et électrique. L'application de ces principes apparaît dans la description détaillée du système préconisé par Hewlett-Packard. La dernière partie de cette note est consacrée aux recommandations techniques concernant le fonctionnement et la maintenance en insistant particulièrement sur le profit que l'on peut tirer des caractéristiques spécifiques des fibres optiques.

ETUDE COMPARATIVE FIBRES-CABLES ELECTRIQUES

Dans les fibres optiques, les signaux sont transmis sous forme de grains d'énergie (photons) électriquement neutres. En conséquences, il est physiquement impossible qu'un champ électrique quelconque (foudre, ligne haute tension, etc.) ou magnétique puissant (transformateur, cyclotron, etc.) perturbe la transmission. Les pertes par rayonnement à travers les parois peuvent être presque éliminées en recouvrant la fibre d'un matériau opaque qui évite d'autre part tout transfert de lumière entre deux fibres contiguës. L'information se trouve ainsi parfaitement indétectable de l'extérieur (secret). Les fibres optiques sont cependant capables de transmettre, dans certains cas, une énergie suffisante pour être utilisée directement (photocoagulation) ou pour être dangereuse. Dans les applications courantes (transmission de données), les niveaux ne dépassent pas la centaine de μW. De tels rayonnements sont parfaitement inoffensifs, sans danger en cas de rupture de câble en milieu explosif alors qu'une ligne de transmission électrique pourrait provoquer un désastre. Les fibres optiques protégées par une gaine peuvent subir des contraintes (écrasement, flexion) supérieures à celles d'un câble électrique de taille comparable : elles ont, en outre, l'avantage énorme de leur faible poids et dimensions pour une capacité de transmission équivalente. Bien montée, la fibre optique peut supporter toutes les conditions climatiques possibles et être, sans dommage, immergée dans la plupart des liquides ou exposée à l'air pollué.

La bande passante des fibres optiques leur donne également d'autres avantages particuliers. Dans les câbles coaxiaux ou méplats, la bande passante est une fonction inverse du carré de la longueur, dans les fibres optiques, elle est seulement inversement proportionnelle à la longueur. C'est ainsi que pour :

– les câbles HP HFBR-3001 à 3005

(1) $f \text{ à } 3\,dB = \frac{12.000}{\ell}\ MHz$

– un câble coaxial 50 Ω (RG-59)

(2) $f \text{ à } 3\,dB = \frac{225.000}{\ell^2}\ MHz$

Pour une liaison de 100 m, la bande passante à 3 dB est de 22,5 MHz dans un câble coaxial, alors qu'elle atteint 120 MHz dans une fibre optique.

La difficulté de produire des énergies importantes et les pertes sont les limites principales des fibres optiques. Alors qu'il est facile de transmettre des puissances de plusieurs watts dans des câbles radio-électriques, la puissance transmise par une fibre optique ne dépasse pas, en général, le milliwatt. Un câble électrique peut admettre de multiples dérivations, ce qui est financièrement prohibitif dans l'état actuel de la technique des câbles optiques.

Les pertes dans une liaison point à point sont essentiellement des pertes de raccordement (sortie émetteur, entrée récepteur, connecteurs éventuels) et des pertes de transmission proportionnelles à la longueur du câble optique. La dispersion au niveau des pertes demande un récepteur ayant une gamme dynamique suffisante pour la compenser tout en conservant une bande passante et un rapport signal/bruit convenables même dans le cas d'intensité très faible. Les fibres optiques étant insensibles au bruit, le rapport signal/bruit et la largeur de bande ne dépendant, en définitive, que du bruit propre du récepteur.

La fibre optique ne résout toutefois pas tous les problèmes de transmission de données : pourtant chaque fois que la sécurité, le secret, la longévité, l'isolement électrique, l'immunité contre le bruit, l'encombrement, le poids ou la bande passante sont en cause, la fibre optique présente un avantage certain.

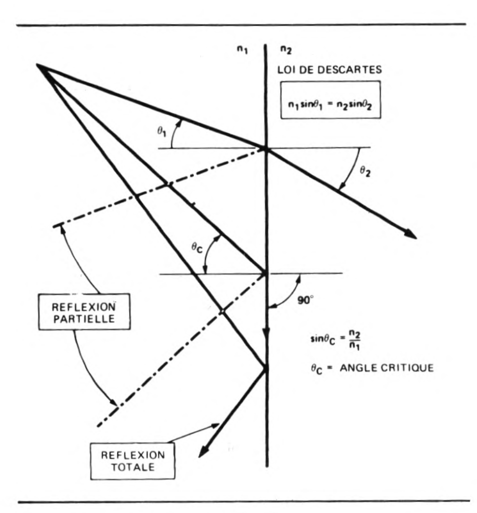


FIGURE 1 — Loi de Descartes

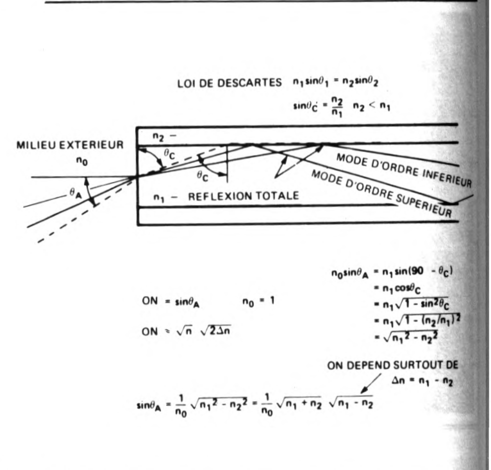


FIGURE 2 — Réflexion interne totale

PRINCIPE DE LA FIBRE OPTIQUE

Le rayonnement lumineux introduit dans une fibre optique se propage par réflexions successives sur ses parois. Le principe de cette réflexion est basé sur la différence entre l'indice de réfraction du coeur n_1 et de la gaine n_2.

L'indice de réfraction est défini comme le rapport entre la vitesse de propagation de la lumière dans un milieu quelconque et dans le vide. Lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu d'indice n_1 dans un milieu d'indice n_2, il est dévié selon la loi :

(3) $n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2$ (LOI DE DESCARTES)

illustrée, figure 1. Noter que la relation entre les angles est la même, que le rayon soit issu du milieu d'indice le plus fort n_1 ou le plus faible n_2. Pour les rayons issus du milieu d'indice le plus fort, il existe un angle d'incidence, dit angle critique, pour lequel l'angle de sortie est de 90°. Pour les angles plus petits la réflexion est partielle, pour les angles plus grands elle est totale.

Ouverture numérique

Les rayons se propagent à l'intérieur du coeur sous différents angles, mais seuls ceux ayant un angle d'incidence supérieur à l'angle critique sont totalement réfléchis et atteignent l'autre extrémité de la fibre. La figure 2 montre la relation qui existe entre l'angle de réflexion sur l'interface coeur-gaine et l'angle d'incidence sous lequel les rayons extérieurs pénètrent dans le coeur de la fibre. L'angle θ_A ou angle limite est l'angle maximal par rapport à l'axe pour lequel tous les rayons seront intégralement réfléchis. En dehors de l'indice de réfraction n_0 du milieu extérieur, l'angle limite dépend en outre des indices de réfraction du coeur et de la gaine. Lorsque le milieu extérieur est l'air ($n_0 \approx 1$), le sinus de l'angle limite est appelé OUVERTURE NUMERIQUE, ON (Numerical Aperture - NA) :

(4) OUVERTURE NUMERIQUE, ON $= \sin\theta_A$

Les données de la figure 2 ne s'appliquent en toute rigueur qu'aux rayons pénétrant dans l'axe de la fibre optique. Les autres rayons peuvent se propager, compte tenu du fait qu'à l'angle limite, il n'y a pas réellement discontinuité.

Modes de propagation

Sous réserve des limites imposées par l'ouverture numérique, les rayons se propagent suivant différents angles ou modes. Ceux dont l'angle de propagation par rapport à l'axe est faible sont appelés MODES D'ORDRES INFERIEURS, ceux dont l'angle est grand MODES D'ORDRES SUPERIEURS. Ces modes sont discontinus. A une longueur d'onde quelconque correspondent plusieurs angles pour lesquels il y a propagation. Les fibres MONOMODE sont celles dont l'ouverture numérique et le diamètre sont suffisamment faibles pour que ne se transmette qu'un seul mode.

Outre ces deux modes, on considère d'autre part les modes dits MODES A PERTES pour lesquels les rayons divergents sont partiellement ou totalement absorbés par l'interface coeur-gaine (MODE DE GAINE). Les modes à pertes se propagent mal, leur distance de propagation, dépendant pour une large part de la structure de la fibre, est comprise entre quelques centimètres et plus de cinquante mètres. Leur présence affecte la mesure de l'ouverture numérique et des pertes de transmission, les rendant artificiellement fortes. C'est pourquoi l'ouverture numérique est spécifiée en terme d'ouverture numérique en sortie et pour une fibre de longueur suffisante pour assurer la disparition des modes à pertes.

La propagation des modes à pertes s'effectuant pour la plus grande part dans la gaine, cet effet peut être supprimé en entourant la fibre, avec sa gaine, d'un matériau d'indice de réfraction supérieur. L'ouverture numérique en sortie est définie comme étant le sinus de l'angle pour lequel le diagramme de rayonnement (intensité lumineuse relative en fonction de l'angle de décalage par rapport à l'axe) a une valeur particulière : celle-ci est, en général, définie comme représentant 10% de l'intensité lumineuse axiale.

Pertes de transmission

Les modes normaux subissent des pertes de transmission. Elles sont dues aux impuretés contenues dans la fibre, à l'absorption moléculaire, aux irrégularités de l'interface gaine-coeur ainsi qu'aux microcourbures structurelles de la fibre. Les deux premiers types de pertes dépendent du

chemin parcouru par les rayons, le troisième du nombre de réflexions qu'ils subissent. Il est clair, en regardant la figure 2, que les modes d'ordres supérieurs parcourent un plus long chemin et subissent plus de réflexions que les modes d'ordres inférieurs, donc ont de plus fortes pertes. Les modes d'ordres supérieurs sont favorisés par les grandes ouvertures numériques et les fibres à grande ON ont donc de fortes pertes, par contre, elles présentent des pertes de couplage moins importantes. Les pertes de transmission sont exponentielles et, par conséquent, exprimées en dB/km.

Les pertes de couplage entre fibres ou entre fibre et système ont trois causes principales : 1. le rapport entre ouvertures numériques; 2. le rapport entre les surfaces des fenêtres optiques en vis à vis; 3. les pertes de Fresnel (réflexion). Sont à prendre en compte d'autre part, le mauvais alignement et l'espace entre fibres aux points de raccordement. Les pertes relatives à l'ON peuvent être négligées lorsque l'ouverture numérique de la partie réceptrice (fibre ou récepteur) est supérieure à celle de la source (fibre ou émetteur).

(5) $$\text{PERTES ON (dB)} = 20 \log \frac{\text{ON de la source}}{\text{ON du récepteur}}$$

Le rapport entre les ON peut être également négligé lorsque la surface de la fenêtre du récepteur est supérieure à celle de l'émetteur.

(6) PERTES DUES AU RAPPORT DES SURFACES

$$\text{(dB)} = 20 \log \frac{\text{Diamètre de la source}}{\text{Diamètre du récepteur}}$$

Pour appliquer l'équation (6) à une fibre unique, il faut faire intervenir la surface du coeur. Si du côté récepteur on se trouve en présence d'un faisceau de fibres, il faut tenir compte des pertes dues au foisonnement des fibres et les ajouter aux pertes, même si sa surface est supérieure à celle de la source, on obtient la perte par ce que les anglo-saxons appellent le «packing fraction» (PF).

(7) $$\text{PERTES PAR PF (db)} = 10 \log \frac{\text{Section active}}{\text{Section apparente}}$$

La section active étant la somme de la surface de chaque fibre, la section apparente étant celle du faisceau.

Les pertes de Fresnel sont dues au passage d'un milieu d'indice donné à un autre, d'indice différent. Une partie du rayonnement est réfléchie, une autre transmise; cette dernière est définie par la transmittance τ , les pertes ont pour valeur :

(8) $$\text{PERTES DE FRESNEL (dB)} = 10 \log \frac{1}{\tau}$$

$$= 10 \log \frac{2 + \frac{n_x}{n_y} + \frac{n_y}{n_x}}{4}$$

n_x = indice de réfraction du milieu x
n_y = indice de réfraction du milieu y

L'équation (8) montre que les pertes sont identiques dans les deux directions. Si deux fibres en regard sont séparées par une lame d'air (n_x = 1 (air) et n_y = 1,49 (coeur de la fibre)) les pertes de Fresnel sont de 0,17 dB, mais comme il y a passage fibre-air puis air-fibre, la perte de couplage totale est de 0,34 dB. Si la liaison compte plusieurs raccordements de ce genre, les pertes peuvent atteindre des valeurs importantes, que l'on peut réduire en utilisant, par exemple, un produit à base de silicone pour éliminer la lame d'air. On admet pourtant de telles pertes lorsque des lames d'air sont délibérément conservées entre surfaces en regard pour éviter la détérioration de celles-ci et améliorer les tolérances d'alignement des connecteurs.

L'usage d'un produit de couplage est surtout intéressant à l'interface fibre-DEL ou fibre-source d'infra-rouge. Ces sources sont fabriquées à partir d'AsGa ou d'une substance similaire dont l'indice de réfraction est de 3,6. Avec un tel indice, une colle époxy peut réduire les pertes de 1 dB environ. La figure 8 illustre le mécanisme du couplage. Si les dimensions de la DEL sont inférieures à celles de la fibre, il est intéressant d'équiper la DEL d'une lentille, si c'est l'inverse, placer la lentille sur la fibre.

Temps de montée

La bande passante d'une fibre optique est limitée d'une part par la dispersion due au MATERIAU et d'autre part par celle due aux MODES. Tous deux ont une influence directe sur la vitesse de transmission de la lumière dans le coeur, vitesse inversement proportionnelle à l'indice de réfraction du matériau et comme il varie en fonction de la longueur d'onde de la source, les longueurs d'onde pour lesquelles l'indice est le plus faible se propagent plus vite que celles pour lesquelles l'indice est le plus fort : en conséquence, toutes les fréquences émises simultanément par la source à l'entrée n'arriveront pas ensemble à la sortie et il s'ensuivra une dispersion due au temps de transit. La dispersion due au matériau peut être réduite en utilisant une source à bande étroite comme les lasers, ou des fibres d'indice constant sur tout le spectre de la source.

La figure 2 montre que les rayons parallèles à l'axe de la fibre parcourent une distance plus faible que les rayons non parallèles, les rayons se propageant dans les modes d'ordres supérieurs auront un temps de transit supérieur à ceux des modes d'ordres inférieurs, et il s'ensuivra que les rayons émis simultanément arriveront à l'extrémité de la fibre en ordre dispersé. Cette dispersion appelée DISPERSION MODALE ne peut être réduite qu'en diminuant l'ouverture numérique pour ne permettre la transmission que des modes d'ordres inférieurs.

Que la dispersion soit due au matériau ou au mode, elle se mesure comme indiqué sur la figure 4, en envoyant des échelons de flux lumineux positifs ou négatifs et en mesurant leur temps de montée et de descente à l'entrée et à la sortie d'une fibre suffisamment longue pour présenter une dispersion significative. La dispersion est alors définie par la formule :

(9) DISPERSION DU TEMPS DE MONTEE

$$\frac{\Delta t}{\ell} \text{ (ns/km)} = \frac{1}{2\ell} \left[(t_r + t_f)_{\text{SORTIE}} - (t_r + t_f)_{\text{ENTREE}} \right]$$

avec ℓ = longueur de la fibre en km, t_r et t_f les points 10% et 90% de l'amplitude à la montée et à la descente.

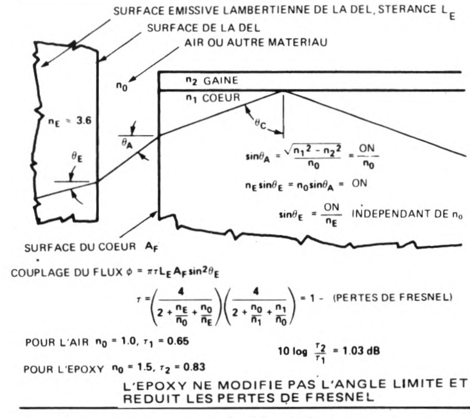


FIGURE 3 — Effets de l'angle limite et des pertes de Fresnel

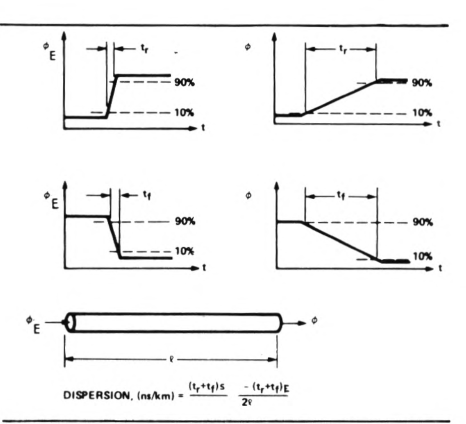


FIGURE 4 — Mesure de la dispersion

Il est préférable d'utiliser des échelons plutôt que des impulsions pour éliminer les erreurs introduites par la source et le détecteur. Des échelons de polarité inverses sont recommandés pour compenser la non linéarité de la source et du détecteur.

La réponse en fréquence d'une fibre a une pondération de 6 dB par octave ce qui permet d'assimiler les effets de la dispersion du temps de montée au produit d'une longueur par une largeur de bande.

(10) CONSTANTE DE LARGEUR DE BANDE A 3 dB = $\Delta f \, . \, \ell = 0{,}35 \frac{\ell}{\Delta t}$

Technologie

Les fibres ayant une frontière bien définie entre coeur et gaine sont dites à SAUT D'INDICE. La réflexion sur l'interface n'est pas un phénomène sans dimensions; le rayon réfléchi pénètre légèrement dans la gaine d'où de faibles pertes. Celles-ci sont visibles, elles provoquent une légère lueur à la surface de la fibre. Pour réduire de telles pertes, il est possible de forcer les rayons à changer de direction moins brusquement en utilisant un indice de réfraction diminuant régulièrement entre l'axe et la gaine. La trajectoire des rayons dans une telle fibre dite à GRADIENT D'INDICE est montrée figure 5. Ces fibres ont non seulement de faibles pertes de transmission mais aussi de faibles pertes modales. Les modes d'ordres supérieurs auront un cheminement plus long mais hors de l'axe dans les régions à faible indice, leur vitesse augmentera et la différence de vitesse entre les modes d'ordres supérieurs et inférieurs sera plus faible que dans les fibres à saut d'indice.

Les fibres à gradient d'indice sont chères et présentent des pertes de couplage supérieures à celles des fibres à saut d'indice. Elles sont toutefois utilisées pour les distances de plusieurs kilomètres ou pour transmettre des signaux dont la fréquence dépasse 50 MHz. Pour les distances plus courtes, il existe toute une gamme de fibres à saut d'indice.

La figure 6 donne la constitution d'un câble optique Hewlett-Packard. L'âme du câble à saut d'indice est constituée par un coeur en silice entouré d'une gaine également en silice de très faible épaisseur (20 μm) protégée par un revêtement à base de silicone. La résistance à la traction est assurée par un toron de fibres en plastique entourant une première enveloppe anti-chocs (passage des câbles dans des conduits), puis eux-mêmes recouverts d'un isolant protégeant le câble de l'écrasement et des chocs. Ces câbles supportent ainsi des contraintes bien supérieures aux câbles électriques normaux.

Les autres matériaux utilisés dans les fibres à saut d'indice sont le verre avec gaine de verre, le verre ou la silice avec gaine en plastique, le plastique avec gaine en plastique. Leur ouverture numérique s'étage entre 0,2 et plus de 0,5 et leurs pertes entre 10 et 1000 dB/km. Quelques fabricants fournissent des fibres en faisceau dont chacune est suffisamment fine pour avoir une très grande souplesse. A la naissance de cette technologie, on estimait nécessaire les faisceaux de fibres car la coupure de l'une d'entre elle n'entraînait pas la rupture de la liaison, et leur diamètre facilitait la réalisation des connecteurs (tolérances moins serrées). L'utilité des faisceaux s'avère moindre à l'heure actuelle, car l'expérience a montré qu'une fibre optique est beaucoup plus solide qu'on ne l'espérait et l'on a réussi à réaliser des connecteurs suffisamment précis pour obtenir un alignement correct, ceci pour des fibres très fines et sans pertes exagérées.

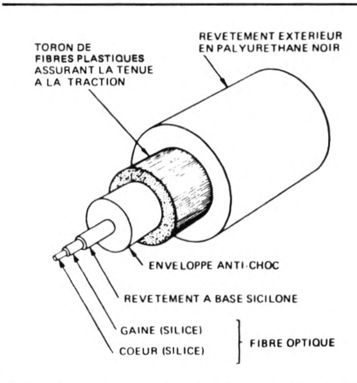


FIGURE 6 — Constitution d'un câble à saut d'indice Hewlett-Packard

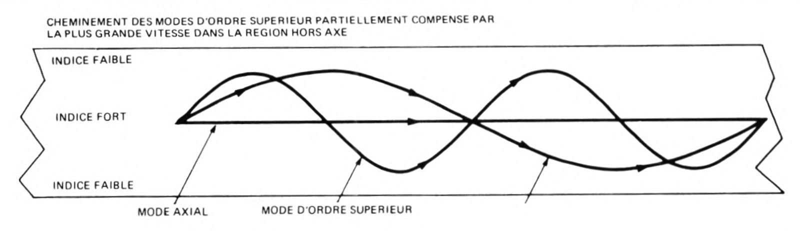


FIGURE 5 — Fibre à gradient d'indice

Bilan

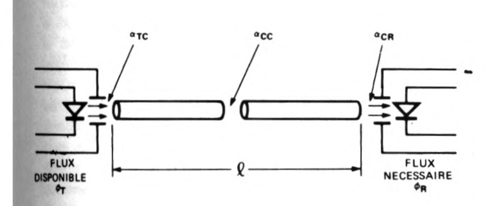
La puissance nécessaire à l'établissement d'une liaison par fibre optique dépend des caractéristiques de bruit du récepteur, de la bande passante, des pertes dans les connecteurs et des pertes de transmission dans le câble.

L'intensité à l'entrée du récepteur doit être suffisante pour que le rapport signal/bruit du récepteur donne un faible taux d'erreur P_e. Dans le système de fibres optiques Hewlett-Packard, la bande passante et le facteur de bruit permettent un P_e inférieur à 10^{-9} pour une puissance à l'entrée de 0,8 μW, dans les plus mauvaises conditions. Avec une puissance supérieure P_e est encore réduit. En considérant la puissance nécessaire au récepteur, celle que doit fournir le récepteur est calculée avec la formule suivante :

(11) $10 \log \left(\frac{\phi_T}{\phi_R} \right) = \alpha_0 \ell + \alpha_{TC} + \alpha_{CR} + n\alpha_{CC} + \alpha_M$

- ϕ_T : flux en μW disponible en sortie de l'émetteur (identifié à une puissance)
- ϕ_R : flux en μW nécessité par le récepteur pour la valeur P_e
- α_0 : atténuation de la fibre en dB/km
- ℓ : longueur de la fibre en km
- α_{TC} : pertes de couplage émetteur-fibre en dB
- α_{CC} : pertes de couplage fibre-fibre (connecteur) en dB
- n : nombre de connecteurs (ne concerne ni le connecteur du récepteur ni celui de l'émetteur)
- α_{CR} : pertes de couplage fibre-récepteur en dB
- α_M : marge de sécurité prévue par le constructeur

L'équation (11) est appelée BILAN DE LIAISON et se présente graphiquement comme sur la figure 7. La même unité de base, le watt, est utilisée pour le flux et la puissance, il est ainsi possible d'exprimer le flux en dBm.



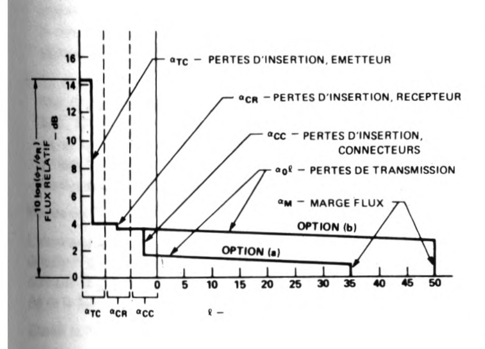


FIGURE 7 – Représentation graphique du bilan de la liaison

(12) $\phi\,(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{\phi\,(\text{mW})}{1\ \text{mW}} \right) = 10 \log \left(\frac{\phi\,(\mu\text{W})}{1000\ \mu\text{W}} \right)$

Exemple de bilan :

1. Emetteur $\phi_T = 44\ \mu$W
2. Récepteur $\phi_R = 1,6\ \mu$W

$> 10 \log \left(\frac{\phi_T}{\phi_R} \right) = 14,39$ dB

Fenêtre optique de l'émetteur :
diamètre = 200 μm, ON = 0,5

Fibre optique (dans connecteur) :
diamètre coeur = 100 μm, ON = 0,3

3. $\alpha_{TC} = \alpha_A + \alpha_{ON} = 20 \log \left(\frac{200}{100} \right) + 20 \log \left(\frac{0,5}{0,3} \right)$
$= 6,02$ dB $+ 4,44$ dB $= 10,46$ dB

Fenêtre optique du récepteur :
diamètre = 200 μm, ON = 0,5

4. Le diamètre de la fenêtre et l'ON du récepteur étant supérieurs à ceux de la fibre, il y a peu de pertes de Fresnel, on estime α_{CR} à 0,34 dB environ.

5. On utilise l'équation (11) pour calculer les pertes max. admissibles dans le câble.

   $14,39\ \text{dB} = \alpha_0 \ell + 10,46\ \text{dB} + n\alpha_{CC} + 0,34\ \text{dB} + \alpha_M$

   $\alpha_0 \ell + n\alpha_{CC} + \alpha_M = (14,39 - 10,46 - 0,34)\ \text{dB} = 3,59\ \text{dB}$

6. Soit une liaison de 35 m avec un câble de 20 dB/km. Les longueurs de câble équipé standard sont de 10, 25, 50 m avec une perte dans le connecteur $\alpha_{CC} = 2$ dB. Deux solutions sont possibles.

7. a) Soit raccorder un câble de 10 m et un câble de 25 m avec un connecteur

   $\alpha_0 \ell + \alpha_{CC} = (35\ \text{m} \times 0,02\ \text{dB/m}) + 2\ \text{dB} = 2,7\ \text{dB}$

   ce qui donne $\alpha_M = (3,59 - 2,7)\ \text{dB} = 0,89\ \text{dB}$

7. b) Soit utiliser un câble de 50 m.

   $\alpha_0 \ell = (50\ \text{m} \times 0,02\ \text{dB/m}) = 1,0\ \text{dB}$

   ce qui donne $\alpha_M = 2,59$ dB

A moins de raisons impératives, la solution b est préférable car elle donne une marge de sécurité supérieure. En tout état de cause, α_M doit être suffisant pour compenser la dégradation du générateur (DEL, infra-rouge, laser, etc.). D'autre part, α_M doit rester au-dessous de certaines limites pour ne pas dépasser la gamme dynamique du récepteur.

Gamme dynamique du récepteur

Le récepteur doit avoir une dynamique suffisante pour compenser toutes les variations possibles. Si le système doit fonctionner entre 10 et 1000 m avec un câble de 12,5 dB/km, en trois tronçons reliés par deux connecteurs, la gamme dynamique du récepteur doit être au minimum de :

$\alpha_0 \ell = 1\ \text{km} \times 12,5\ \text{dB/km}$	=	12,5 dB
$n\alpha_{CC} = 2 \times 2$ dB	=	4,0 dB
α_M	=	3,0 dB
Estimation des pertes dues à la température	=	1,0 dB
Total :		20,5 dB

La grande sensibilité et une telle gamme dynamique supposent deux caractéristiques importantes du récepteur : une commande automatique de niveau et le couplage alternatif, ou un système équivalent. Le couplage alternatif permet au repos de stabiliser la sortie de l'amplificateur à un niveau fixe par rapport au niveau du seuil logique : une très petite variation du signal entraîne le dépassement de ce seuil en sortie. Cette fonction s'appelle rétablissement de la composante continue.

La commande automatique de niveau (CAN) stabilise le gain de l'amplificateur. Les signaux de faible amplitude sont amplifiés au maximum, alors que les signaux de grande amplitude sont ramenés, si nécessaire, à un niveau qui empêche la saturation de l'amplificateur de sortie. La saturation affecte le temps de propagation si bien que la CAN est indispensable pour conserver les performances à grande vitesse, à faible comme à fort niveau.

SYSTEME DE TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE HEWLETT-PACKARD

Ce système a été développé pour atteindre les objectifs suivants : facilité de mise en oeuvre et souplesse d'utilisation tout en conservant un taux d'erreur P_e, inférieur à 10^{-9} à 10 Mb/s NRZ sur des distances moyennes. Construction robuste et performances constantes. Coûts de fabrication très serrés pour conserver un rapport prix/performances attractif.

La simplicité d'emploi est due à plusieurs caractéristiques. Le récepteur et l'émetteur s'alimentent sous 5 V. Toutes les fonctions à l'entrée et à la sortie ont des niveaux TTL. Le récepteur n'a besoin d'aucun réglage, sa gamme dynamique (21 dB au minimum) est suffisante pour compenser les variations de longueur de la fibre comme le vieillissement et les effets de la température. Lorsque le système fonctionne en mode «code interne», les données sont synchronisées arbitrairement en code NRZ et il n'est pas plus compliqué à utiliser qu'un élément logique non inverseur. Le récepteur possède deux points de contrôle des performances. La sortie «contrôle de liaison» fournit les indications numériques sur la qualité du circuit, la borne test permet de contrôler la marge de sécurité du flux.

Les fenêtres optiques de l'émetteur et du récepteur sont très bien définies par les conduits en fibres optiques insérés dans un support sur lequel s'auto-aligne le connecteur. La faible hauteur des boîtiers permet de les souder directement sur des cartes imprimées et autorise des espacements entre cartes de 12,7 mm seulement.

Le mode «code interne» est le moyen le plus simple de faire fonctionner le système HP. Il n'apporte aucune restriction au format des données tant que la durée des impulsions négatives ou positives n'est pas inférieure au minimum spécifié. Cette simplicité a été obtenue grâce à l'utilisation d'un code à trois niveaux appelé CODE A IMPULSIONS BIPOLAIRES (PBP, PULSE BIPOLAR). Ce mode est commandé par la simple mise à la masse ou en appliquant un signal logique de niveau bas à la broche CHOIX MODE (MODE SELECT) de l'émetteur; aucun réglage ni mise en forme du signal ne sont nécessaires sur le récepteur car il est conçu pour ce code.

Emetteur

La figure 8 donne le bloc diagramme de l'émetteur, la forme des signaux et le flux lumineux résultant. Le principe en est valable mais les circuits n'ont pas cette disposition en réalité. Par exemple, la compensation du coefficient de température de la DEL ou de l'émetteur IR se fait par compensation partielle sur les sources de courant. La figure 8 met en relief cinq points importants :

1. Le courant de polarisation I_C n'est jamais coupé même lorsque l'émetteur est en mode «code extérieur» (niveau haut sur la borne CHOIX MODE), ce qui permet d'améliorer la vitesse de commutation de la source de lumière sur code intérieur ou extérieur, et de stabiliser la symétrie

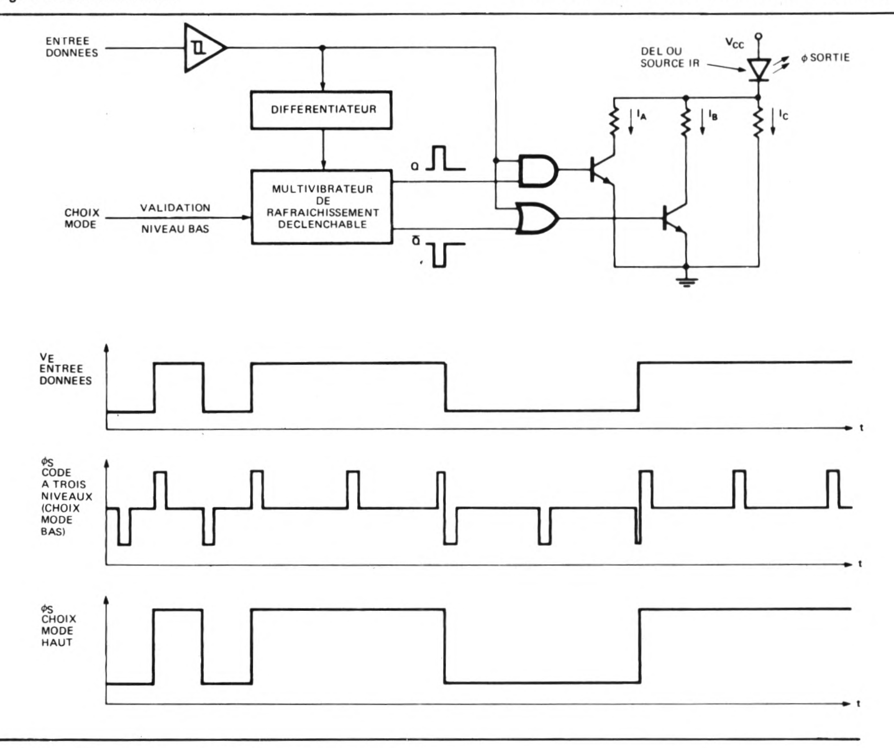


FIGURE 8 — Bloc diagramme de l'émetteur et forme des signaux

du rapport d'excursion du flux, k (de l'équation (14)), en mode interne.

2. Noter que :

ϕ_L flux au niveau bas est produit par I_C
ϕ_m flux au niveau moyen est produit par $I_B + I_C$
ϕ_H flux au niveau haut est produit par $I_A + I_B + I_C$

Le paramètre important vu du récepteur est l'excursion de flux $\Delta\phi$ produit en commutant I_A et I_B; le flux moyen naturellement assujetti à l'excursion du flux n'a pas la même importance dans le calcul du rapport signal/bruit du système.

3. En code à trois niveaux, si l'on applique un signal à 500 kHz sur l'entrée DONNEES, il n'y aura qu'une seule impulsion de rafraîchissement pour chaque état logique. Les excursions $\phi_H - \phi_M$ et $\phi_M - \phi_L$ sont presque équilibrées pour qu'un flux-mètre donnant le niveau moyen indique un ϕ_M inférieur à + 0,6% ou à − 0,6% suivant que le rapport d'excursions k est à sa limite maximale ou minimale.

4. En code à trois niveaux, toute transition à l'entrée DONNEES (H-L ou L-H) déclenche le multivibrateur de rafraîchissement qui envoie un train d'impulsions ayant toutes la même durée qu'elles soient à l'état haut ou à l'état bas. On maintient ainsi le flux moyen à un niveau très proche du niveau médian même lorsque la durée de la donnée, synchronisée arbitrairement, est très courte. Une impulsion de rafraîchissement quelconque est coupée par l'apparition d'une transition à l'entrée, ce qui élimine toute instabilité supplémentaire lorsque la durée des données à l'entrée est égale ou très proche de l'intervalle entre les impulsions de rafraîchissement. Le temps entre deux rafraîchissements est très long comparé à la durée de l'impulsion de rafraîchissement, le facteur de forme étant de l'ordre de 2%; ceci permet de maintenir le flux moyen aux environs du flux médian quel que soit le temps pendant lequel la donnée reste dans l'un ou l'autre état logique. La seule condition, pour que le flux moyen diffère de manière significative du flux médian, est que la donnée à l'entrée reste dans un état logique pendant une période inférieure à la durée d'une impulsion de rafraîchissement. Si cela se produit, le format doit être modifié pour équilibrer le nombre de 0 et de 1 comme dans le code MANCHESTER. Ce format permet d'utiliser le mode «code interne» Hewlett-Packard depuis des vitesses très faibles jusqu'à plus de 10 Mbauds, la limite absolue correspondant à des intervalles entre signaux de l'ordre de t_{PLH} et t_{PHL}.

5. En mode «choix niveau haut», la sortie Q du multivibrateur de rafraîchissement est à l'état haut (Q est à l'état bas). Dans ce cas, il se produit un passage des courants I_A et I_B lorsque l'entrée «données» est au niveau haut et leur blocage lorsqu'elle est au niveau bas. L'excursion du flux est alors la réplique exacte des données à l'entrée.

Mesure du flux

L'excursion du flux peut être mesurée à l'aide d'un photodétecteur très rapide et d'un oscilloscope. Un flux-mètre donnant la valeur moyenne permet toutefois de mesurer $\Delta\phi$ de la façon suivante :

Choisir le mode «code extérieur».

1. Injecter un niveau bas à l'entrée «données» et relever ϕ_L sur le détecteur.

2. Injecter un signal carré à 500 kHz (facteur de forme 50%) sur la même entrée et relever la valeur $\Delta\phi + \phi_L$ dont on soustrait la valeur de ϕ_L trouvée en 1, pour avoir $\Delta\phi$.

On calcule alors ϕ_H qui servira par la suite dans le calcul de k (rapport d'excursion du flux). Puisque $\phi_H = (\phi_L + 2\Delta\phi)$, on obtient en remplaçant ϕ_L et $\Delta\phi$ par leur valeur :

(13) FLUX AU NIVEAU HAUT, $\phi_H = 2\,(\Delta\phi + \phi_L) - \phi_L$

Les formes d'onde de la figure 8 montrent que le signal à 500 kHz n'est pas indispensable; il suffit d'injecter un niveau haut constant pour lire directement ϕ_H, dont on déduit $\Delta\phi$ en soustrayant ϕ_L que l'on a trouvé en utilisant la méthode préconisée en 1 et en divisant le résultat par 2. Cette mesure a l'inconvénient de provoquer l'échauffement de la DEL et une légère différence sur les valeurs de ϕ_H et $\Delta\phi$. En prenant les valeurs de ϕ_H et ϕ_L trouvées plus haut, on obtient :

(14) RAPPORT D'EXCURSION DU FLUX, $k = \dfrac{\phi_H - \phi_M}{\phi_M - \phi_L}$

En code à deux niveaux, le niveau médian n'existe pas. La définition du rapport d'excursion du flux restant identique, il suffit de remplacer ϕ_M dans l'équation (14) par le flux moyen, ce qui nous donne :

(15) FLUX MOYEN $= \dfrac{\phi_H\,\Sigma t_H + \phi_L\,\Sigma t_L}{\Sigma t_H + \Sigma t_L}$

Σt_H étant le temps total pendant lequel le flux est au niveau ϕ_H
Σt_L celui pendant lequel il est au niveau ϕ_L

En substituant ces valeurs à ϕ_M dans (14), on trouve :

(16) RAPPORT D'EXCURSION DU FLUX, $k = \dfrac{\Sigma t_L}{\Sigma t_H}$

Cette dernière équation permet de remarquer que pour avoir k = 1, en code à deux niveaux le facteur de forme doit être de 50% en moyenne, ce qui signifie qu'en moyennant les intervalles, le nombre des intervalles hauts doit équilibrer le nombre des intervalles bas, comme en code Manchester.

L'utilisation du code à deux niveaux exige d'autre part que le signal à l'entrée reste moins de 5 µs au niveau haut ou bas, ceci pour éviter de forcer le rétablisseur de courant continu à fournir une tension trop éloignée de sa valeur pour un flux moyen et ainsi perdre un certain nombre de bits.

Récepteur

Le bloc diagramme du récepteur est donné figure 9. Il est constitué par les quatre blocs fonctionnels suivants :

1. Un amplificateur avec sa commande automatique de gain et sorties déphasées et leur diviseur de tension.
2. Un rétablisseur de courant continu à très grande constante de temps.
3. Des comparateurs logiques avec verrouillage R.S.
4. Un comparateur de crêtes positives et un comparateur de crêtes négatives avec sortie unique attaquant d'une part le CAG et de l'autre les circuits de contrôle de liaison (sortie CONTROLE).

Les photons sont transformés en photocourant I_P par la diode PIN, puis convertis en tension par les préamplificateurs. Cette tension est ensuite amplifiée puis transformée pour qu'à un flux croissant corresponde une tension positive croissante en V_{P1} et une tension négative décroissante en V_{N1}. Les deux tensions sont ensuite appliquées aux entrées différentielles de l'amplificateur RETABLISSEUR DE COURANT CONTINU, dont la tension de sortie V_T décroît jusqu'à ce qu'elle soit suffisamment basse pour dévier le photocourant à travers la résistance de 25 kΩ, ce qui amène V_{P1} et V_{N1} pratiquement à égalité lorsque le flux à l'entrée est à son niveau moyen. La très grande constante

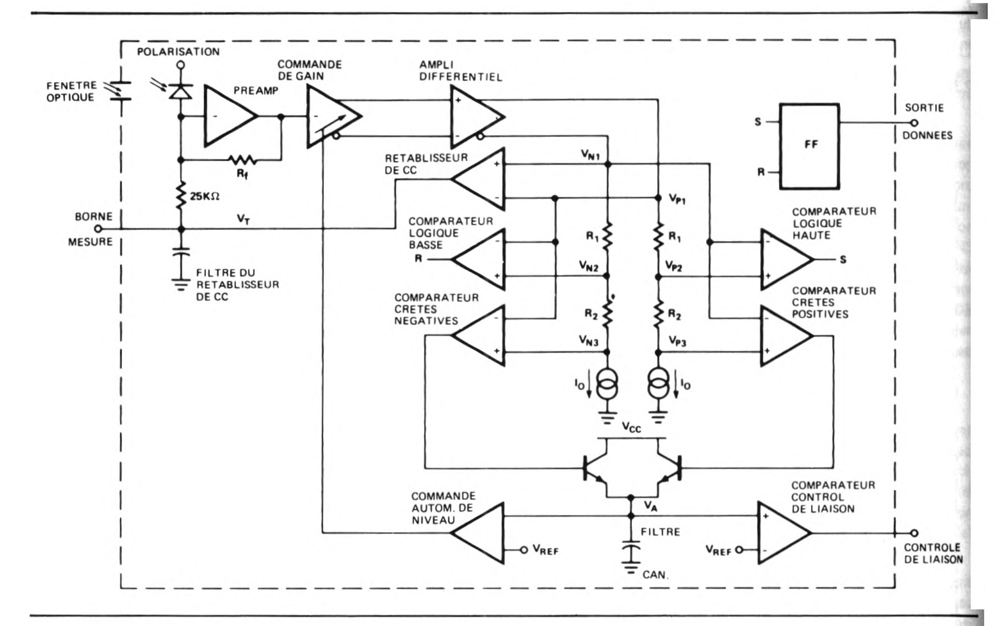


FIGURE 9 — Bloc diagrammme du récepteur

de temps nécessaire à la stabilisation de la boucle, lorsque le niveau du flux est si faible que la commande automatique de niveau (CAN) n'apporte aucune réduction de gain, donc un grand gain de boucle, est obtenue par le condensateur de filtrage C_F combiné avec la très grande impédance de sortie de l'amplificateur rétablisseur. Sans flux à l'entrée $V_T = V_{TMAX}$. Lors de la croissance de l'intensité, V_T chute proportionnellement, ce qui permet d'utiliser la tension sur la sortie MESURE comme indicateur de flux moyen. Avec la fenêtre optique du récepteur, la réponse de la diode PIN est d'environ 0,4 A/W, ce qui donne la formule :

(17) FLUX MOYEN A L'ENTREE, ϕ_{AV} (μW)

$$\approx \frac{(V_{TMAX} - V_T)\ (\text{mV})}{10}$$

V_{TMAX} correspondant à la tension sur la borne MESURE sans signal à l'entrée.

Pour ne pas obtenir de lecture erronée sur le point de MESURE, utiliser un appareil de mesure ayant une impédance d'entrée de 10 MΩ au minimum.

Les tensions croissante V_{P1} et décroissante V_{N1} étant à peu près égales pour le niveau moyen du flux, les sorties des deux comparateurs logiques sont au niveau bas. La réponse du rétablisseur étant beaucoup plus lente que la croissance du flux, ce dernier va entraîner la croissance de V_{P1} et la décroissance de V_{N1}. Pour une excursion positive suffisamment grande, la tension à l'entrée du comparateur logique HAUTE ($V_{P2} - V_{N1}$) va devenir positive et produire une impulsion d'excitation (SET) en sortie de la bascule R.S. De même, une excursion négative rendra ($V_{N2} - V_{P1}$) positive et produira une impulsion RESET. Une plus grande amplitude de l'excursion positive provoquera le passage de la tension d'entrée du détecteur de tension crête d'une valeur négative à une valeur positive ($V_{P3} - V_{N1}$) et le passage d'un courant dans le condensateur de filtrage de la CAN. Lorsque V_A commence à dépasser V_{REF}, l'amplificateur de CAN agira sur le CAG pour limiter le gain du récepteur. L'action de la CAN est identique pour les excursions négatives si bien que le gain du récepteur est déterminé par l'excursion, qu'elle soit positive ou négative, en fonction de son amplitude, c'est pourquoi, les excursions doivent être relativement équilibrées par rapport au niveau de l'intensité moyenne. Le déséquilibre vient essentiellement des résistances disposées dans les diviseurs de tensions positive et négative. L'action de la CAN limite l'excursion à une tension égale à I_0 ($R_1 + R_2$) alors que le seuil logique est égal à $I_0 R_1$. Ces limites sont déterminées par les tolérances sur les résistances et les sources de courant. Remarquer que la tension de CAN, V_A, déclenche à la fois le comparateur de la commande automatique de niveau et celui du contrôle de liaison; il s'ensuit que pour un niveau haut à la sortie contrôle :

1. l'excursion à l'entrée est telle qu'elle agit sur la CAN (limitation du gain),
2. l'excursion est plus que suffisante pour que le comparateur logique fonctionne.

REMARQUE : La sortie CONTROLE peut être à un niveau haut pour k hors des limites spécifiées, si bien que $P_e > 10^{-9}$ Réciproquement, à cause de la marge de sécurité utilisée avec le récepteur, il est possible d'avoir $P_e < 10^{-9}$ avec des excursions trop faibles pour avoir un niveau haut sur la sortie CONTROLE.

FONCTIONNEMENT

Avec constituants Hewlett-Packard

Le problème majeur sur les liaisons par fibres optiques concerne le bilan que nous avons étudié précédemment. Les autres problèmes concernant la vitesse de transmission des données, leur format et leur interface avec d'autres éléments de transmission de données.

L'évaluation du bilan est très suffisant dans la plupart des cas avec les éléments Hewlett-Packard : il suffit d'additionner les valeurs données dans les fiches techniques concernant l'émetteur, les câbles de liaison et le récepteur.

Si l'on utilise d'autres composants Hewlett-Packard, les caractéristiques du récepteur ne sont pas critiques; leur fenêtre optique et leur ouverture numérique sont nettement plus grandes que le diamètre et l'ouverture numérique du câble. Ils ont une très grande sensibilité et leur réponse est pratiquement constante pour toute la largeur du spectre émis par l'émetteur.

Avec constituants d'autres constructeurs

Lorsque l'on utilise des câbles d'autres fabricants, il faut tenir compte des pertes d'ouverture numérique et de mauvaise adaptation. Le taux effectif se calcule alors de la façon suivante :

(18) TAUX EFFECTIF DE FLUX (spectre de source),

$$EFR_S = \frac{\int \phi_\lambda R_{r\lambda} d\lambda}{\int \phi_\lambda d\lambda}$$

Avec

$R_{r\lambda}$ réponse spectrale relative du récepteur (relevée dans les spécifications)

ϕ_λ courbe de réponse spectrale de la source

Si les pertes dans le câble sont très sensibles aux différences de longueur d'ondes émises par le spectre de l'émetteur, la transmittance spectrale du câble doit être introduite dans le calcul du TE. Comme elle varie avec la longueur du câble, elle doit être calculée pour la longueur de câble nécessaire.

(19) TE (câble et source), $EFR_{CS} = \frac{\int \tau_\lambda \phi_\lambda R_{r\lambda} d\lambda}{\int \tau_\lambda \phi_\lambda d\lambda} \rightarrow$

$$\left(= \frac{\int \phi_\lambda R_{r\lambda} d\lambda}{\int \phi_\lambda d\lambda} \text{ voir ci-dessous} \right)$$

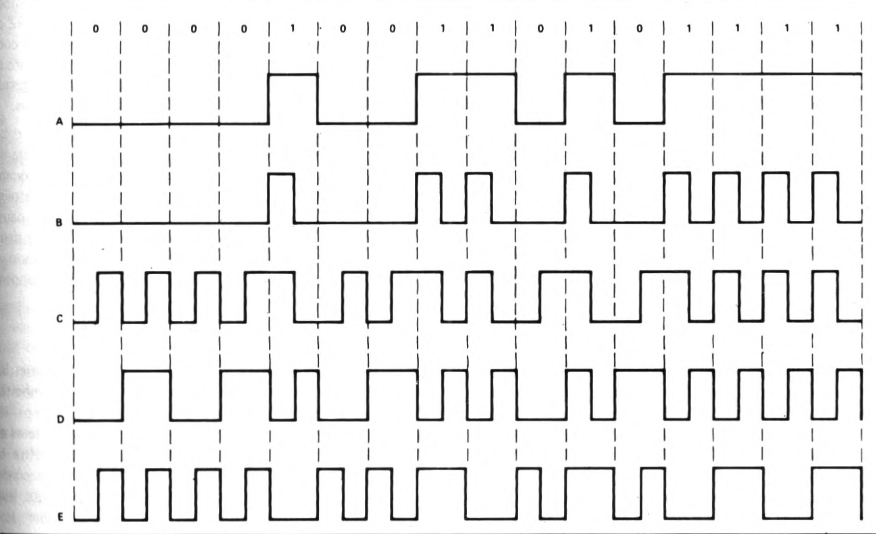
τ_λ étant la transmittance spectrale d'une longueur spécifique de câble calculée avec la formule suivante :

(20) $$\tau_\lambda = 10^{-\left(\frac{\ell}{10}\right) \alpha_{0\lambda}}$$

$\alpha_{0\lambda}$ représentant les pertes du câble utilisé en fonction de la longueur d'onde et

ℓ la longueur du câble en km.

Au fur et à mesure que l'on réduit la longueur, τ_λ s'approche d'une constante qui permet de simplifier l'expression (19). Lorsque le taux effectif est nettement inférieur à l'unité, l'équation (11) devient :



	CODE	CARACTERISTIQUES	NOMBRE DE CANAUX NECESSAIRE		CONTINU	SIGNAL D'HORLOGE
A	Non retour à zéro (NRZ)	Haut pendant toute la durée des 1. Bas pendant toute la durée des 0.	1	Mbauds par Mb/s	Oui	Oui
B	Retour à zéro (RZ)	Momentanément haut pendant la durée des 1. Bas pendant toute la durée des 0	2	Mbauds par Mb/s	Non	Oui
C	Manchester (RZ auto-synchronisé)	Transitions positives pour les 0. Transitions négatives pour les 1.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non
D	Manchester biphasé	Chaque bit débute par une transition. Il n'y a pas de transition entre niveaux 0 successifs. Il y a une transition entre les niveaux 1 successifs.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non
E	Biphasé inverse	Idem biphasé mais les niveaux sont inversés.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non

FIGURE 10 – Exemples de codes NRZ et de codes RZ. Noter que les codes C, D et E ont un facteur cyclique de 50% (k = 1)

$$(21)\quad 10 \log \left(\frac{\phi T}{\phi R}\right) = \alpha_{TC} + \alpha_{CR} + n\alpha_{CC} + \alpha_0 \ell + \alpha_M - 10 \log (EFR)$$

Les définitions de ces différents termes sont données à la suite des équations (11), (18) et (19).

Les fenêtres optiques des émetteurs Hewlett-Packard sont conçues pour s'adapter à des ensembles câble-connecteurs Hewlett-Packard, mais leurs caractéristiques demandent une adaptation plus complexe de la fenêtre optique que pour les récepteurs. Le bilan se calcule en relevant les valeurs et l'ON ainsi que les pertes de couplage émetteur-fibre α_{TC} (lorsqu'elles sont données) dans les fiches techniques. Sur de très courtes distances, avec plusieurs connecteurs en série sur le câble, il peut être avantageux d'utiliser des fibres de diamètre et d'ouverture numérique supérieurs, comme avec certaines fibres plastiques. Plus le diamètre est grand, moins il y a de pertes d'alignement. α_{TC} peut être de même réduit en utilisant un diamètre et une ouverture numérique de câble plus importants que ceux de l'émetteur, mais, si le diamètre du coeur dépasse une certaine valeur, α_{CR} (couplage fibre-récepteur) peut devenir prohibitif.

Vitesse des données et format

Les autres points particuliers, vitesse de transmission des bits, format des données et l'interface, s'influencent mutuellement, en fonction des nécessités du système. Dans une liaison simple émetteur-récepteur, le bilan, avec une probabilité d'erreur P_e, détermine la vitesse de transmission en bauds, alors que la vitesse de transmission des données, en bit/s, dépend du format ou du code employé. Un code dans lequel le signal ne revient pas systématiquement à zéro s'appelle code NRZ (non retour à zéro); dans ce cas, si le signal comporte une suite de «1», il reste au niveau «1», si l'on est en présence d'une suite de «0», il reste au niveau «0». Pour le code RZ (retour à zéro), le niveau passe périodiquement du niveau «1» au niveau «0» ou inversement, ne restant jamais dans l'un des états pendant une durée supérieure à celle du bit. La figure 10 illustre quelques types de codes. Remarquer que le code NRZ utilise plus complètement les possibilités du canal car il ne nécessite qu'un intervalle de code par intervalle de bit. Le code RZ présenté utilise deux intervalles de code par intervalle de bit, alors que d'autres peuvent demander un canal de capacité supérieure pour un débit de données déterminé. Le code NRZ exige un signal d'horloge sur le récepteur pour définir à chaque intervalle, le temps de validité des données. Le moment où la donnée est synchronisée doit être suffisamment distant des flancs des intervalles pour éviter les déphasages provoqués par la gigue, le temps d'établissement ou le temps de propagation. Le signal d'horloge étant transmis séparément, son déphasage peut provoquer des erreurs à moins qu'il soit égal en direction et en amplitude à celui-ci du signal sur le canal transmettant les données. Pour cette raison, les deux fibres optiques, transportant l'une des données, l'autre le signal de synchronisation, doivent utiliser le même type de câble et avoir la même longueur, à moins que la distance soit très faible. Remarquer que le temps de transit dans une fibre optique dépend de l'indice de réfraction du coeur, suivant la formule :

$$(22)\quad \text{TEMPS DE TRANSIT, } t_\ell = \left(\frac{1}{c}\right) \ell n$$

dans laquelle :

- c vitesse de la lumière dans le vide ($c = 3.10^8$ m/s)
- ℓ longueur de la fibre en m
- n indice de réfraction

Le retard t s'obtenant en résolvant l'équation suivante :

$$(23)\quad \text{RETARD, } t = \left(\frac{1}{c}\right) [\ell_2 n_2 - \ell_1 n_1]$$

Certains codes RZ sont auto-synchronisés. C'est-à-dire, qu'un canal séparé n'est pas nécessaire pour transmettre le signal de synchronisation. Ils sont donc préférables bien que leur vitesse de transmission soit inférieure à celle du code NRZ. Il faut remarquer que le système HP, en mode code interne, transmet aussi bien les codes NRZ que RZ de format et de facteur de forme quelconques. En mode code extérieur, le système ne fonctionne qu'en code RZ, dans ce cas, le facteur de forme doit être de 50%, et les signaux doivent rester à l'état haut ou à l'état bas moins de 5 µs.

Le système HP a une capacité de 10 Mbauds. Si un débit plus important est nécessaire, les bits peuvent être tramis sur plusieurs canaux. Chaque canal étant codé RZ, comme avec le code Manchester, la capacité de chaque canal atteint 5 Mb/s et pour transmettre 20 Mb/s, il faut quatre canaux. En code NRZ, les 20 Mb/s peuvent être transmis par deux canaux, un troisième canal transmettant le signal d'horloge. Si le débit dépasse 15 Mb/s, les codes NRZ demandent moins de canaux optiques.

Types de réseaux

Le montage en simplex de la figure 11 ne transmet les données que dans un seul sens et le format doit comporter les éléments de contrôle d'erreurs comme les bits de parité. Un réseau en duplex nécessite deux paires d'émetteurs et de récepteurs (E/R) et deux câbles pour permettre la transmission simultanée dans chaque sens, la seconde liaison autorisant aussi bien l'envoi de données que leur retour pour pouvoir en cas d'erreurs procéder aux

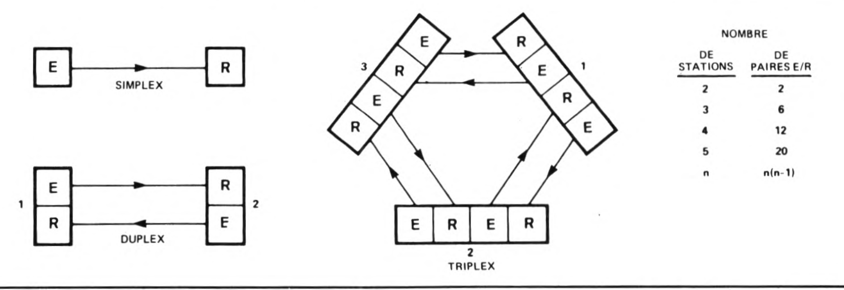


FIGURE 11 — Réseaux simplex, duplex et multiplex

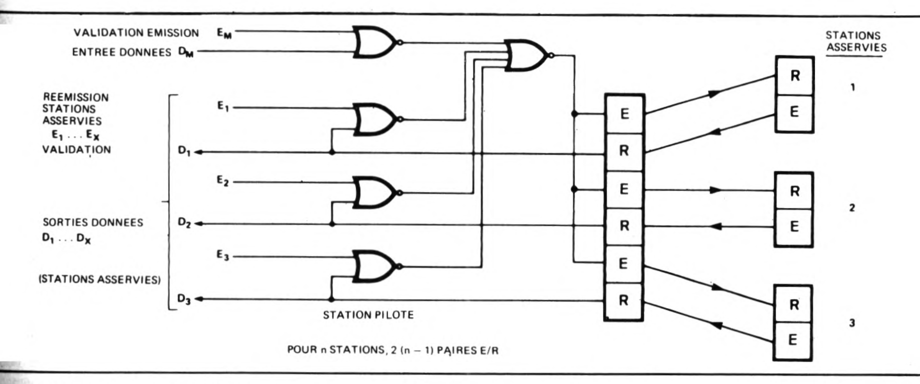


FIGURE 12 — Réseau multiplex avec station pilote

corrections voulues. Les mêmes possibilités sont offertes en triplex ou en multiplex, mais le nombre de paires émetteur-récepteur augmente rapidement ([n (n – 1)] paires d'E/R pour n stations) : le semi-duplex (non illustré) également possible avec un seul câble pour une paire E/R, a l'inconvénient de nécessiter des déviations pour fibres optiques, peu courantes et occasionnant de fortes pertes.

Il est possible d'employer un nombre de paires E/R plus faible, en utilisant une station multiplex pilote dont les éléments sont décrits figure 12. Ce dispositif n'exige que 2 (n – 1) paires E/R pour n stations (une pilote et n – 1 asservies). Son fonctionnement est différent du multiplex intégral de la figure 11 en ce sens que seule la station pilote communique avec les stations asservies : les données issues d'une de ces stations sont transmises à toutes les autres en passant obligatoirement par la station pilote, si on lui en donne l'ordre (ordre de retransmission $E_1 \dots E_X$). Le contrôle des erreurs est ainsi possible. Quelque soit le nombre de stations, le délai de transmission entre stations asservies ne représente que celui apporté par les deux fibres optiques en y ajoutant celui des circuits de la station pilote. Le temps de retour des messages de contrôle est celui mis pour faire l'aller et retour auquel il faut ajouter la constante de temps des circuits. Le contrôle des erreurs à partir d'une station asservie suppose qu'il soit réalisé à son niveau et à celui de la station pilote. Cette configuration permet d'arrêter une ou plusieurs stations asservies en laissant les autres fonctionner. En compliquant un peu la logique de la station pilote, le système permet une très grande souplesse dans l'échange des données. Le schéma de la figure 12 illustre un tel exemple.

En admettant une moindre souplesse et un temps de transmission plus long, on peut utiliser moins de paire E/R en montant plusieurs stations bouclées (figure 13). Le système de multiplex qui ne demande qu'une paire E/R par station présente l'avantage supplémentaire de ne nécessiter le contrôle d'erreurs qu'au niveau de la station qui émet les données. Il présente toutefois les désavantages suivants : temps de transit des données dans la boucle, contrôle non absolu même si une station est désignée pour cela, enfin plus grave si l'on supprime une ou plusieurs stations elles doivent être remplacées par un câble d'un seul tenant à moins que le bilan permette l'utilisation de connecteurs, enfin la boucle engendre une addition d'erreurs à moins qu'elles soient corrigées.

Addition des erreurs

Lorsque la correction d'erreurs est impossible, les erreurs additionnées à chaque station relai peuvent devenir importantes. Utilisés dans les limites prescrites par les spécifications et avec un bilan bien calculé, les émetteurs et récepteurs HP ont une probabilité d'erreur $P_e < 10^{-9}$ entre stations, ce qui signifie que $P_e < 10^{-9}$ tant que l'on fonctionne avec une marge de pertes α_M (dB) supérieure à zéro. Avec un nombre de répéteurs n, la probabilité d'erreurs, dans le cas le plus défavorable, est donnée par :

(24) PROBABILITE DE CUMULATION D'ERREURS,

$$P_{e,n} = 1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - P_{e,i}) \approx \sum_{i=1}^{n} P_{e,i}$$

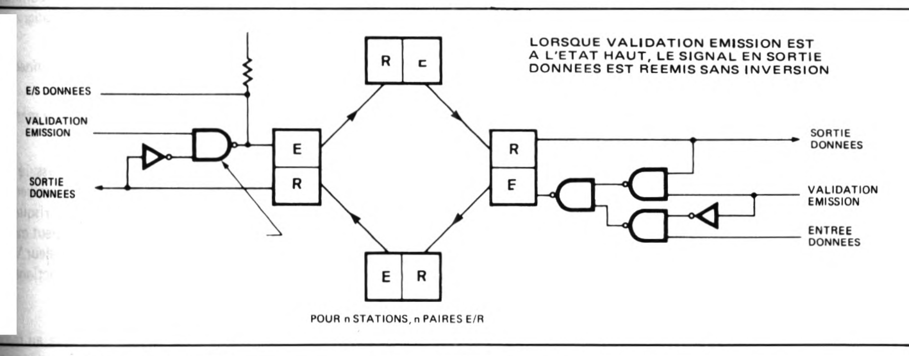


FIGURE 13 — Réseau multiplex bouclé

avec $P_{e,i}$ représentant la probabilité d'erreurs dans le réseau «i»

Si l'on admet que chaque réseau a la même probabilité d'erreurs P_e, l'erreur totale devient :

(25) ERREUR TOTALE ESTIMEE $P_{e,n} \approx nP_e$

Cependant comme dans toute chaîne, la probabilité d'erreurs est habituellement celle correspondant à la liaison la plus mauvaise.

La mesure de la probabilité d'erreur peut être très longue si P_e a une valeur très faible. Supposons par exemple que $P_e = 10^{-9}$ à 10 Mbauds (TEB $= 10^{-9}$), si le système fonctionne 100 s et que l'on trouve une erreur, la valeur de P_e semble être confirmée, or cela n'est pas toujours vrai car $P_e = 10^{-9}$ est une valeur statistique signifiant que l'erreur moyenne sur plusieurs périodes de 100 s est de 10^{-9} Un moyen moins long de mesurer les erreurs est de réduire le niveau du signal jusqu'à ce que le taux d'erreurs $P_{e,n}$ soit suffisamment important sur une période assez longue, et de noter le niveau de flux ϕ_N, ou niveau de bruit. On désigne par ϕ_0 l'intensité en fonctionnement, pour la calculer, on utilise la formule suivante :

$$(26) \quad \frac{X_0}{X_N} = \frac{\phi_0}{\phi_N} \text{ d'où } X_0 = X_N \frac{\phi_0}{\phi_N}$$

Et en utilisant la fonction erreur complémentaire :

P_e = fonction complémentaire (X_0) = 1-fonction (X_0) calculée pour ϕ_0

$P_{e,N}$ = fonction complémentaire (X_N) = 1-fonction (X_N) mesuré pour ϕ_N

$$\text{Fonction complémentaire } (X) = \frac{0{,}54}{X} \; (\epsilon^{-X^2}) \quad P_e < 10^{-4}$$

Ces mesures et relation permettent d'évaluer les mérites respectifs d'une liaison avec ou sans répéteur. L'utilisation de répéteur procure la meilleure probabilité d'erreurs mais peut dans certains cas s'avérer superflue.

INSTALLATION, MESURE ET MAINTENANCE

Les modules émetteur et récepteur sont montés dans un boîtier métallique très robuste qui peut s'installer dans n'importe quelle position. Ils dissipent une puissance extrêmement faible et ne nécessitent pas de radiateur. Il est quand même judicieux de les placer, en particulier l'émetteur, dans un endroit tempéré. Le principal problème est de faciliter l'accès aux fenêtres optiques.

Montage

Nous préconisons la fixation des boîtiers sur carte de circuits imprimés à l'aide de deux vis UNF 2-56. Un dégagement doit être prévu pour l'écrou de blocage qui déborde de 0,5 à 1 mm (en fonction de sa position angulaire) de la face avant du module. Le moyen le plus simple est de placer l'écrou à la lisière de la carte comme sur la figure 14. Le dégagement peut être obtenu en effectuant un crevée dans la carte ou en écartant le boîtier de la carte avec une rondelle de 1 mm maintenue par la vis de fixation. L'EXTREMITE DE LA VIS NE DOIT PAS TOUCHER LE FOND DU TROU TARAUDE SINON ELLE POURRAIT ENDOMMAGER LE MODULE. La profondeur du trou est de 5,6 mm ce qui est amplement suffisant pour fixer le boîtier.

Epaisseur de la carte en mm	Longueur de la vis en mm — sans rondelle	avec rondelle
0,8	4,8	6,35
1,6	6,35	6,35
2,4	6,35	6,35

Seuls les trous taraudés situés près de la face avant doivent être utilisés. EN AUCUN CAS NE TOUCHER AUX VIS SITUEES SUR LE BOITIER, leur manipulation risquant d'endommager le module.

Le soudage sur la carte des sorties coudées à 90° fournit une fixation supplémentaire. Eviter toute contrainte sur les pertes de verre lors du pliage. Il doit s'effectuer à plus de 1 mm du boîtier à l'aide d'un support mécanique ou à la rigueur d'une pince universelle à bec fin en évitant que l'effort ne se transmette aux pertes de scellement (voir figure 14).

Les modules peuvent être montés sur panneau ce qui est particulièrement recommandé lorsque la continuité de la protection contre le bruit doit être maintenue. La figure 15 illustre ce montage. Le panneau, qui ne doit pas dépasser 4 mm d'épaisseur, doit comporter un logement pour l'écrou de blocage : la longueur du fût reste suffisante pour permettre la fixation par contre-écrou et le branchement du connecteur du câble.

Raccordement des câbles à fibre optique

La fiche technique insiste sur le fait qu'il ne faut toucher ni à l'écrou de blocage ni au fût fileté, ceci pour mettre en garde l'utilisateur qui n'aurait pas connaissance des recommandations suivantes :

Ainsi que le montre la figure 16, il y a un intervalle entre l'extrémité intérieure du fût et l'épaulement du manchon d'alignement de la fibre. Si cet espace n'est pas conservé, l'effort appliqué au fût risque d'être transmis par le manchon au conduit de lumière qui appuie alors sur la surface de la source ou du détecteur : ces deux composants à semi-conducteur, extrêmement fragiles, risquent d'être détériorés même sous un effort minime. S'il est nécessaire de démonter l'écrou de blocage et le fût, leur remontage doit être exécuté comme ci-dessous :

1. Visser lentement et avec précaution le fût dans le module jusqu'à ce qu'il vienne au contact de l'épaulement.
2. Dévisser le fût d'un tour complet, le maintenir en place pendant le blocage sur l'écrou. En fin de serrage, le fût peut entrer au maximum d'un demi-tour dans le boîtier.

Lorsque les connecteurs Hewlett-Packard sont raccordés entre eux ou à un émetteur ou récepteur, un manchon élastique aligne les embouts comme l'indiquent les figures 16 et 17, le manchon est fendu, les deux parties en regard étant légèrement aplaties ce qui les fait agir comme deux ressorts indépendants, permettant de compenser les différences de diamètre des embouts tout en maintenant fermement l'alignement. Un chanfrein sur les faces des embouts facilite l'insertion. Lorsque l'on raccorde provisoirement deux câbles, il est possible et souvent recommandé de ne pas utiliser le fût qui n'a aucune fonction d'alignement. Lorsqu'il est utilisé pour renforcer la liaison :

1. Insérer le manchon et le fût sur l'un des connecteurs. Visser la bague avec les doigts sans forcer.
2. Insérer l'embout du second connecteur dans le manchon.
3. Visser la seconde bague sur le fût.

L'alignement de l'embout, donc de la fibre, est assuré par le manchon. Le fût et les bagues de couplage n'assurent que la tenue à la traction; pourtant trop serrés, ils risquent de provoquer un alignement défectueux dont on peut mesurer l'effet sur les pertes de couplage, en notant la valeur V_T sur la borne test du récepteur lorsque le système fonctionne :

$$\Delta V_T / \Delta\phi \approx 10 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

Ces remarques s'appliquent de façon identique au raccordement de l'émetteur et du récepteur, sauf en ce qui

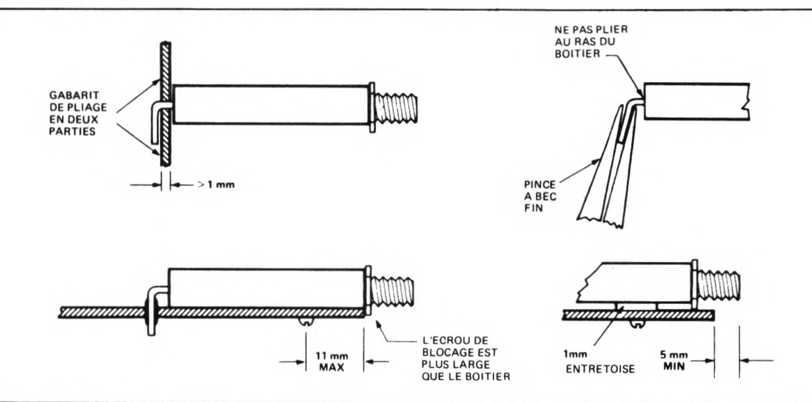


FIGURE 14 – Pliage des sorties et montage sur carte

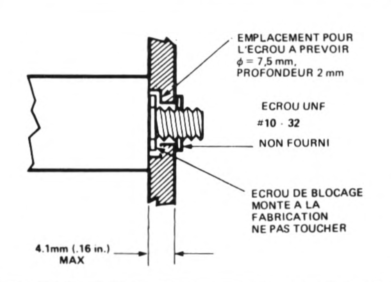


FIGURE 15 – Montage sur panneaux

concerne le fût et le manchon qui sont montés d'origine. Le manchon est préformé pour tenir plus fermement sur l'embout du module que sur celui du connecteur pour rester en place lorsque le module et le câble sont séparés. Au cas où le manchon sortirait, il suffit de le réintroduire sans enlever le fût, en se servant de l'embout comme guide.

Lors du raccordement de fibres autres que Hewlett-Packard sur un module, il est nécessaire de centrer la fibre dans un cylindre de même diamètre extérieur que l'embout et ayant une longueur de 3,5 mm (demi-longueur d'un manchon). Pour un montage permanent, compléter le montage par une bague de verrouillage au pas de 10-32 sur le fût.

Alimentation

Le circuit d'alimentation de l'émetteur comme du récepteur doit être équipé d'un filtre self-capacité comportant deux condensateurs de 60 μF et une inductance de 2,2 μH ($R < 1\ \Omega$). Ce filtre, sur l'émetteur, empêche que les transitoires se transmettent aux autres équipements lorsque le courant du générateur de lumière (DEL ou générateur d'infra-rouge) est découpé. Sur le récepteur, il permet d'éviter que les transitoires n'interfèrent avec l'amplificateur extrêmement sensible. Le récepteur peut nécessiter son propre régulateur de tension, comme le préconise la fiche technique, pour éviter que les transitoires à basses fréquences ou les ronflements ne perturbent l'écoulement des données. Dans ce dernier cas, le filtre doit se trouver entre la sortie du régulateur et la borne d'entrée alimentation. L'émetteur n'a pas besoin de régulateur si sa tension d'alimentation reste dans les limites préconisées.

Evaluation des performances du système

Les performances d'une liaison peuvent être évaluées en employant un système détecteur d'erreurs, comme le générateur de mots HP 3760A accompagné d'un détecteur d'erreurs HP 3761A selon le schéma de la figure 18. Le générateur de séquences logiques/détecteur d'erreurs HP 3780A peut être utilisé bien que sa souplesse d'utilisation en générateur de mots et son débit en données soient moins grands. Ces appareils ont des entrées et des sorties à basse impédance (50 et 75 Ω). Leurs sorties ont une excursion de

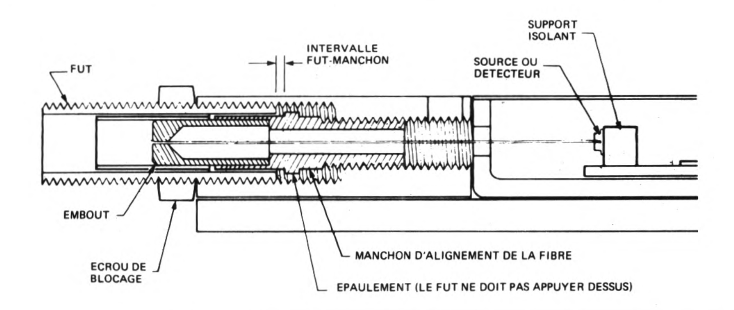


FIGURE 16 – Structure du circuit d'entrée ou de sortie d'un module

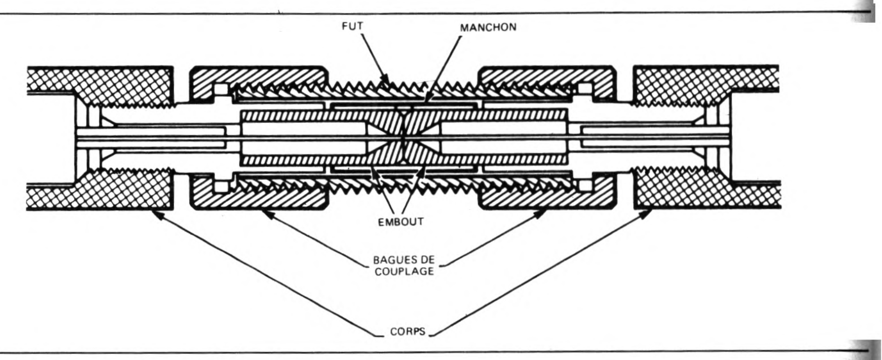


FIGURE 17 — Coupe d'un connecteur

tension suffisante pour attaquer l'entrée d'un émetteur pour fibres optiques. Une surmodulation peut néanmoins se produire si l'adaptation est incorrecte. Les entrées à basse impédance nécessitent un étage tampon entre la sortie du récepteur et l'entrée du détecteur d'erreurs, l'excursion en tension étant suffisante, un simple étage émetteur-suiveur suffit.

En mode SELECT bas (sur l'émetteur), le générateur de mots peut fonctionner en NRZ ou en RZ sans aucune restriction quant à la longueur du mot et à sa composition (sélectif ou pseudo-sélectif). En mode SELECT haut, le code peut être indifféremment NRZ ou RZ mais à la condition :

1. Qu'aucun signal à l'état haut ou à l'état bas soit supérieur à 5 μs.
2. Que l'on ait un facteur de forme compris entre 0,44 et 0,57 ou que $0{,}75 < R < 1{,}25$.

La première condition peut être observée à l'oscilloscope mais si :

$$\frac{\text{longueur du mots (bits)}}{\text{vitesse des données (bit/s)}} < 5\ \mu s$$

il est impossible que des états hauts et états bas consécutifs dépassent 5 μs.

Le moyen le plus simple de vérifier le facteur de forme est de mesurer directement k sur un oscilloscope couplé alternatif. Régler la ligne de base (à centrer sur l'écran) sans signal d'entrée puis en appliquant le signal comportant les données :

$$k = \frac{\text{excursion au-dessus de la ligne de base}}{\text{excursion au-dessous de la ligne de base}}$$

avec déflexion vers le haut lorsque le signal d'entrée est

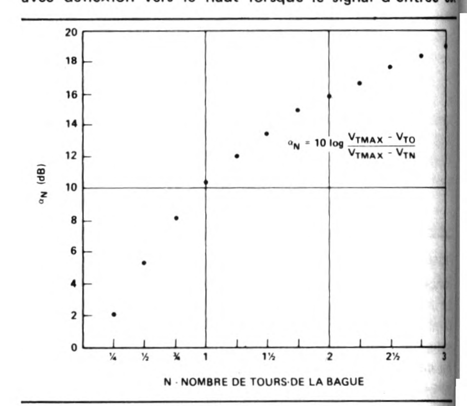


FIGURE 19 — Variation du couplage par rotation de la bague du connecteur

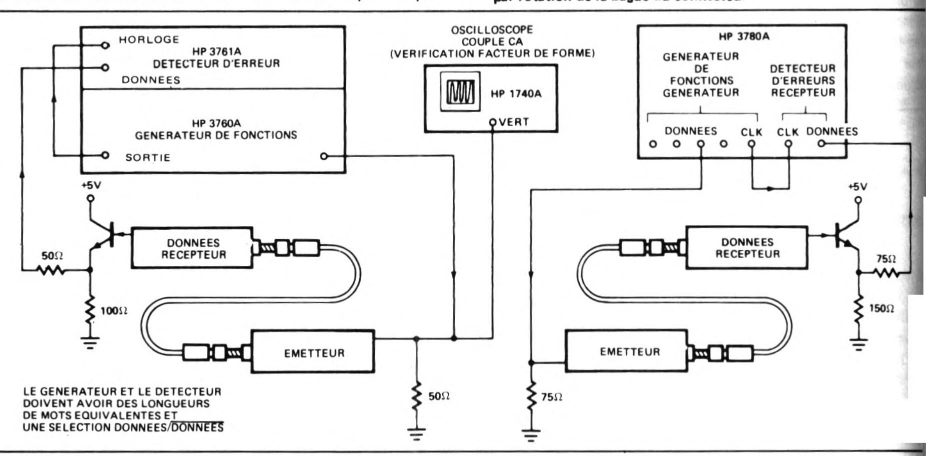
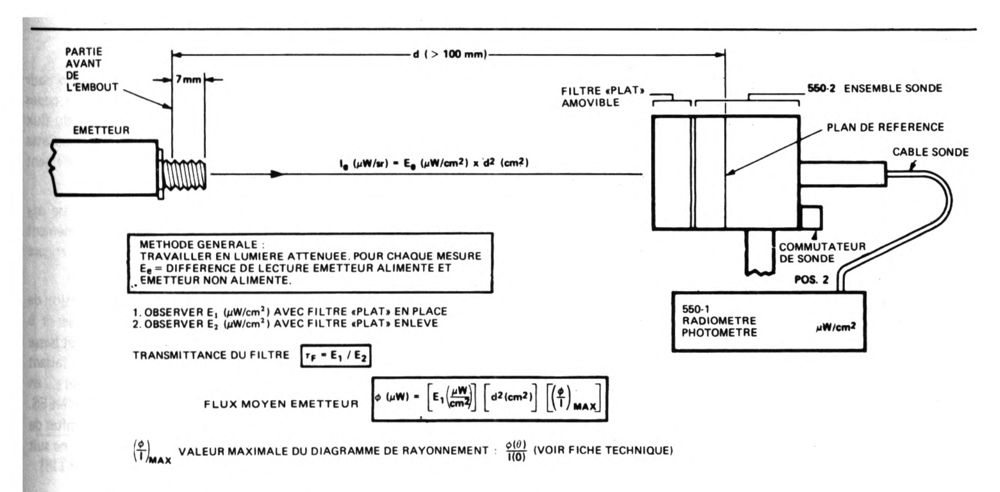


FIGURE 18 — Mesure du taux d'erreurs de bits



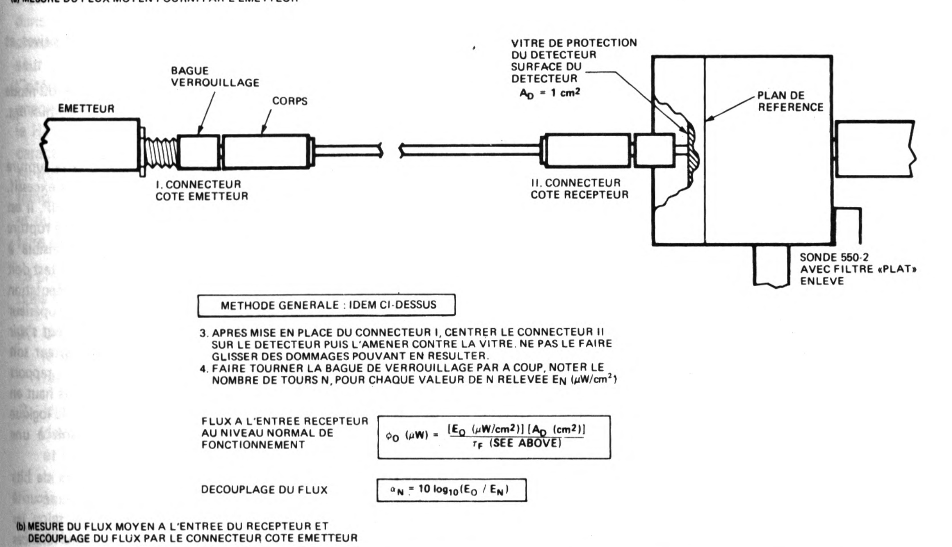


FIGURE 20 — Mesure du flux avec flux mètre EG et G modèle 550

positif. L'oscilloscope peut ne pas être synchronisé. La composition du mot doit être modifiée pour que R soit compris dans les limites autorisées en ajoutant des zéros et modifiant la longueur du mot ou en sélectionnant manuellement la séquence des bits.

Les deux détecteurs d'erreurs peuvent fonctionner soit en taux d'erreur de bit (TEB), soit en compteur. Le mode compteur, plus simple, permet de dégrossir et de donner une indication sur les résultats du réglage d'un système quelconque. Lorsque le système fonctionne à un niveau normal, le taux d'erreur est si bas qu'il faut des heures sinon des jours pour réaliser une mesure de taux d'erreur de bits (TEB) valable. En diminuant le niveau, le rapport signal/bruit diminue et le TEB augmente jusqu'à devenir mesurable. On peut alors utiliser l'équation (26) pour le déterminer au niveau normal en tant que rapport ϕ_0/ϕ_N, dans lequel ϕ_0 est l'intensité en fonctionnement et ϕ_N le niveau de flux réduit auquel TEB a été mesuré. Il peut se poser un problème lorsque ϕ_N est trop faible pour être mesuré avec les appareils disponibles. On mesure alors à la sortie test du récepteur la tension V_t qui varie proportionnellement à l'intensité d'entrée (équation 17) ; cette méthode a elle-même ses limites, lorsque l'intensité atteint par exemple quelques µW, la différence de tension ($V_{tmax} - V_t$) est difficile à mesurer. La solution consiste à utiliser la bague de couplage émetteur-câble. Dévisser la bague puis compter le nombre de tours en fonction de V_t. Tracer ensuite une courbe selon la méthode de la figure 19. La courbe, assez répétitive à condition d'éviter le désacouplage et la rotation du corps du connecteur (seule la bague doit tourner), n'est pas la même pour deux équipements différents.

Mesure de la marge de sécurité

La marge de sécurité pour le bilan à un P_e donné peut être mesurée en se servant de la bague d'accouplement comme atténuateur (voir ci-dessus) en suivant la marche ci-dessous :

1. Dessiner une courbe similaire à celle de la figure 18.
2. Compter le nombre de tours N qui donnent une erreur mesurable $P_{e,N}$.
3. Calculer α_N en dB, à partir de N et de la courbe obtenue en 1.
4. Calculer X_N à partir de la fonction complémentaire $(X_N) = P_{e,N}$ mesuré.
5. Calculer X_0 à partir de la fonction complémentaire $(X_0) = P_e$ donné.

(27) $\alpha_M\ (dB) = \alpha_N - 10 \log \frac{X_0}{X_N}$ pour un P_e donné

L'intensité absolue pour N tours se calcule en mesurant l'intensité pour N = 0 et en appliquant un coefficient. Sa mesure grossière peut se faire en prenant la valeur de V_T sur la borne de test et en appliquant la formule (15). Sa mesure précise nécessite un photomètre étalonné, genre 550 de EG et G (voir figure 20a). En montant le filtre plat, le photomètre mesure le flux incident E en W/cm² pour une fenêtre de surface $A_D = 1\ cm^2$ et d'ouverture numérique ON = 1. Le filtre enlevé, la fibre optique peut être appliquée très près de la fenêtre de manière à ne pas perdre de lumière et comme l'ouverture numérique du photomètre est supérieure à celle de la fibre, il donnera une lecture en un W/cm² égal à l'intensité en W.

La suppression du filtre suppose toutefois une correction. La perte d'insertion du filtre variant avec la fréquence doit être mesurée à la longueur d'onde utilisée pour compenser la réponse spectrale du détecteur au silicium. Le montage de la figure 20 donne une bonne méthode de mesure de la perte d'insertion en comparant les résultats avec et sans filtre. L'erreur due à l'éclairage ambiant est éliminée en travaillant dans la pénombre et en faisant deux lectures successives à chaque mesure (source illuminée et non illuminée). La différence de lecture donne le rayonnement incident E_e produit par l'intensité du rayonnement I_e de la source. Le rapport entre les deux lectures fournit la valeur des pertes d'insertion du filtre.

(28) PERTES D'INSERTION DU FILTRE,

$$\alpha_F = 10 \log \frac{E_e(\text{sans filtre})}{E_e(\text{avec filtre})}$$

Le même processus peut être utilisé pour mesurer l'intensité moyenne de l'émetteur (figure 20b). En observant E_e avec filtre.

(29) INTENSITE MOYENNE, $I_e\ (\frac{\mu W}{sr}) =$

$$E_e\ (\frac{\mu W}{cm^2})\ \times\ d^2\ (cm^2)$$

et

(30) FLUX MOYEN, $\phi_e\ (\mu W) =$

$$I_e\ (\frac{\mu W}{sr})\ [\frac{\phi(\theta)}{I(_0)}\ (MAX)\ ]$$

avec I_e calculé selon la formule (29) et $\phi(\theta)/I(_0)$ relevé sur le diagramme de rayonnement donné dans la fiche technique de l'émetteur.

MAINTENANCE

Maintenance préventive

Toutes les DEL se dégradent dans le temps et ceci a pour résultat de réduire le flux moyen qui agit sur les codes interne ou externe et d'altérer le taux d'excursion du flux qui perturbe uniquement le mode de codage interne. Cette dégradation peut être observée en surveillant régulièrement la marge de sécurité du flux α_M et k.

α_M est évalué en utilisant l'équation (27). La courbe α_M en fonction du logarithme de la durée de fonctionnement peut fournir une estimation du nombre d'heures encore disponibles avant que $\alpha_M = 0$, pour un P_e désiré.

k est évalué en mesurant ϕ_H, ϕ_M et ϕ_L (voir description de l'émetteur). La tension sur la borne TEST peut servir à cette mesure (voir équation (15)). Les marges haute et basse sur k, pour un récepteur donné, sont mesurées en faisant fonctionner l'émetteur en mode SELECT «haut», en appliquant un signal carré à 500 kHz à l'entrée DONNEES. En faisant varier le facteur de forme du signal, les limites de k correspondent à celles pour lesquelles le récepteur ne suit plus le signal appliqué à l'entrée DONNEES.

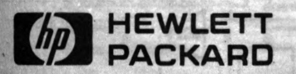
(31) $k = (\frac{1}{ftp}) - 1 = \frac{1}{\frac{1}{ft_N} - 1}$

ftp étant le facteur de forme des impulsions positives, et
ft_N celui des impulsions négatives

Une variation de k n'affecte pas les performances du mode «code extérieur», seule a une influence la marge de flux α_M.

Dépannage

Le système peut présenter des défauts allant de la rupture complète de la liaison à un taux d'erreurs de bits excessif. Le flux de lumière étant visible dans le système HP, il est relativement facile de localiser une panne due à une rupture de câble. Si le flux émis par l'émetteur est visible à l'extrémité du câble, la tension V_T sur la borne de test doit varier de 8 mV lorsque l'on coupe la tension d'alimentation de l'émetteur (mode SELECT «bas»). Si ΔV_T est supérieur à 8 mV et que le système ne fonctionne pas, il peut s'agir soit d'une perturbation dans la logique du récepteur soit d'une valeur trop forte ou trop faible de k. Le rapport d'excursion peut être vérifié comme indiqué plus haut en utilisant V_T. Si k est bon, les perturbations dans la logique sont dues soit à une tension d'alimentation soit à une charge en sortie incorrectes.
Si le système fonctionne avec un taux d'erreurs de bits excessif, peuvent être mis en cause soit la marge de sécurité du flux ou de l'excursion du flux (à vérifier selon les indications données précédemment) soit des interférences avec du bruit ou autre. Si le niveau de tension à l'entrée DONNEES est correct, il peut y avoir soit un fort bruit aléatoire soit une tension d'alimentation incorrecte soit une mauvaise charge de la sortie, soit encore du bruit sur le circuit d'alimentation. Le bruit aléatoire peut être détecté en diminuant le niveau de flux jusqu'à ce que P_e soit mesurable. Si P_e varie avec le flux selon l'équation (26) fonction complémentaire $(X) = P_e$, le bruit aléatoire est excessif. Il peut aussi être détecté en modifiant la vitesse des données jusqu'à ce que le niveau soit suffisamment bas pour rendre P_e mesurable; si P_e est identique à toutes les vitesses, le bruit aléatoire est excessif. Le bruit aléatoire se présente plus facilement sur un récepteur que sur un émetteur, le meilleur moyen de le vérifier est de remplacer le récepteur. Le bruit sur l'alimentation est plus difficile à détecter; dans le doute, alimenter le récepteur avec une alimentation particulière (régulateur 5 V), son bruit doit être suffisamment bas pour que $P_e < 10^{-9}$ à 10 Mbauds avec un niveau de flux normal ($\Delta V_T > 8$ mV).



NOTE D'APPLICATIONS 1001

Système d'Interface entre Microprocesseurs et afficheurs HDSP 2000

INTRODUCTION

L'usage de plus en plus courant des microprocesseurs dans les systèmes a provoqué un besoin parallèle d'afficheurs alphanumériques. La présence du microprocesseur simplifie le problème traditionnellement ardu de l'intégration d'un afficheur à un système, problème encore simplifié lorsque l'on utilise un afficheur comme le HDSP 2000 qui, en un seul boîtier, comporte quatre caractères et l'électronique de base pour le commander. En fonction de la configuration générale du système, du temps que le microprocesseur peut dédier à l'affichage et du type d'information à visualiser, il est possible de faire un choix entre plusieurs schémas.

La présente note d'applications présente quatre techniques d'interface (figure 1) :

1. Un CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT coupe le microprocesseur à la cadence de 500 Hz pour rafraîchir les données sur l'afficheur.
2. Un CONTROLEUR A DONNEES DECODEES reçoit des données en matrice 5 × 7 du microprocesseur et rafraîchit alors automatiquement l'afficheur avec la même information jusqu'à ce que le microprocesseur fournisse de nouvelles données.
3. Un CONTROLEUR A RAM reçoit les données ASCII et s'interface comme une RAM normale.
4. Un CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR (HDSP-247X) utilise un microprocesseur spécial en puce pour l'interface d'affichage, de commande et de clavier des données. Il possède certaines caractéristiques d'un terminal complet.

Les techniques d'interface concernent spécifiquement les microprocesseurs des familles 6800 et 8080A. L'emploi d'autres microprocesseurs ne nécessite qu'une adaptation simple du logiciel, le matériel ne subissant pas ou peu de modifications (mineures malgré tout).

COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES D'INTERFACE

Le choix d'un type d'interface particulier est très important car il affecte l'ensemble du système à microprocesseur. Le CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT est le plus économique car il utilise le microprocesseur pour décoder les données ASCII et échantillonner l'afficheur. Le décodeur ASCII étant intégré au système, l'utilisateur est entièrement maître du type de caractères affichés dans son programme, ce qui est particulièrement intéressant lorsqu'il s'agit d'utiliser différents alphabets ou des symboles graphiques spéciaux. Le CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT a le défaut d'occuper le microprocesseur pendant une durée importante. D'autre part, lorsque l'interruption permet au programme de rafraîchissement d'agir en asynchronisme avec le programme principal, le logiciel que l'on peut utiliser limite quelque peu le programme principal.

Le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES ne nécessite l'action du microprocesseur qu'après le changement du message affiché. Comme pour le CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT le décodeur ASCII est intégré au programme du microprocesseur. Il est à noter que le temps nécessaire au décodage d'une ligne de caractères ASCII et au stockage des données d'affichage 5 × 7 dans l'interface demande quelques millisecondes au microprocesseur.

Le CONTROLEUR A RAM ne nécessite lui aussi l'action du microprocesseur qu'après le changement du message affiché. Le décodeur ASCII se trouvant dans l'interface de l'afficheur, le microprocesseur demande moins de temps pour introduire un nouveau message dans l'afficheur.

Le CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR, comme le HDSP-247X, donne une interface beaucoup plus puissante. Le logiciel du contrôleur d'affichage à microprocesseur réduit l'interaction du microprocesseur en fournissant des modes d'entrée des données à gauche et à droite beaucoup plus puissants comparés au mode d'entrée par RAM des contrôleurs à données décodées ou à RAM. Le contrôleur d'affichage à microprocesseur fournit d'autres possibilités intéressantes telles que curseur clignotant, commandes d'édition et fonction sortie données. Une version de ce contrôleur permet à l'utilisateur d'utiliser son propre décodeur ASCII lorsqu'il désire un jeu de caractère particulier.

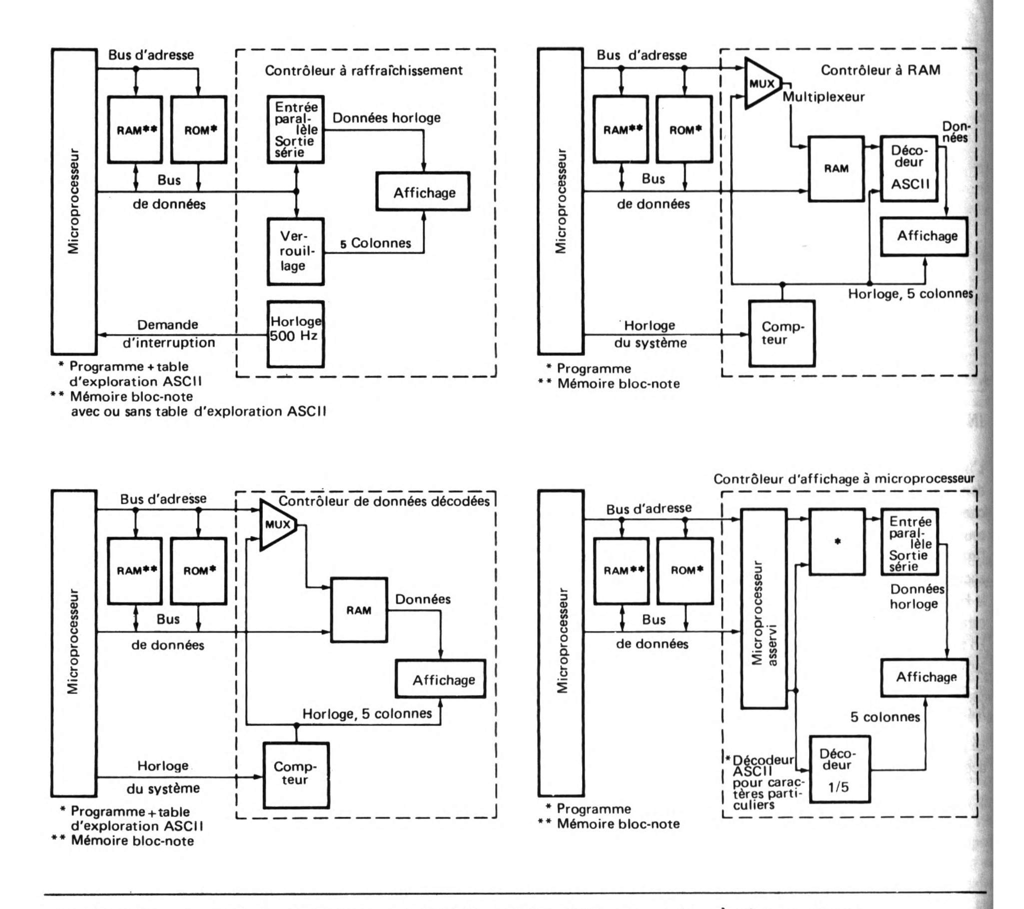
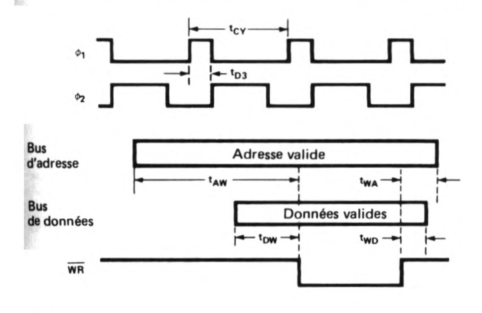


Figure 1. Différentes techniques d'interface de l'afficheur HDSP-2000 avec système à microprocesseur

GENERALITES SUR LES MICROPROCESSEURS

Pour utiliser rationnellement les techniques d'interface énumérées ci-dessus, une connaissance des principes du microprocesseur est nécessaire. Un système à base de microprocesseurs comporte en général un microprocesseur, une mémoire ROM, une mémoire RAM et une interface particulière Entrée/Sortie. Le microprocesseur réalise les fonctions voulues en exécutant le programme stocké dans la ROM, la RAM lui sert de mémoire tampon et de mémoire bloc-note temporaire. L'interface Entrée/Sorties comporte les circuits qui servent à la fois à l'entrée et à la sortie du système. Le sous-ensemble d'affichage doit être considéré comme faisant partie de l'interface. L'interface microprocesseur/système se réalise par l'intermédiaire d'un bus d'adresse, d'un bus de données et d'un bus de commande. Le bus d'adresse est constitué par plusieurs sorties du microprocesseur (A_0, A_1, ...A_n) dont l'ensemble définit un nombre binaire. Ce nombre ou adresse représente un mot unique de la ROM, de la RAM et de l'interface Entrée/Sortie. Le bus de données est formé de plusieurs lignes issues du microprocesseur utilisées à la fois en entrée et en sortie, pour des opérations d'écriture/lecture avec les mémoires ou d'entrée/sortie avec les interfaces. Le bus de commande fournit les signaux et la synchronisation nécessaires aux autres éléments du système pour différencier une lecture de mémoire d'une écriture sur mémoire et dans certains systèmes une lecture sur une voie d'entrée/sortie d'une écriture sur une voie d'entrée/sortie. Les lignes du bus de commande et la synchronisation entre les bus d'adresse, de données et de commande dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Sur le microprocesseur 8080A le bus d'adresse comporte seize lignes, le bus de données huit lignes, le bus de commande un certain nombre de lignes dont les lignes suivantes DBIN (Entrée bus de données) $\overline{WR}$ (Ecriture) et les signaux d'horloge $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$. DBIN et $\overline{WR}$

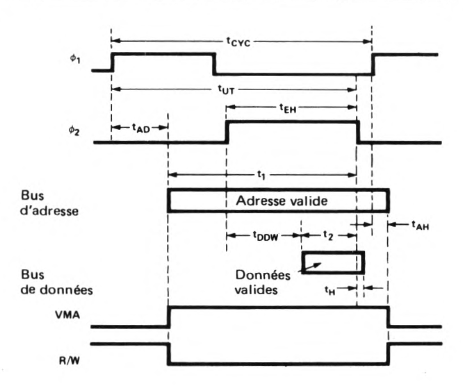


Microprocesseur 8080 avec horloge 8228	Durée min. (ns)			
	t_{AW}	t_{WA}	t_{DW}	t_{WD}
8080A, $t_{CY} = 480$	740	90	230	90
8080A-2, $t_{CY} = 380$	560	80	140	80
8080A-1, $1_{CY} = 320$	470	70	110	70

$t_{AW} = 2t_{CY} - t_{D3} - [\,140(A), 130(A\text{-}2), 110(A\text{-}1)\,]$
$t_{WA} = t_{WD} = t_{D3} + 10$
$t_{DW} = t_{CY} - t_{D3} - [\,170(A), 170(A\text{-}2), 150(A\text{-}1)\,]$

D'après la fiche technique Intel catalogue 1978

Figure 2. Diagrammes de temps pendant l'écriture sur mémoire pour les microprocesseurs Intel de la famille 8080A.



Microprocesseur 6800	Durée min. (ns)			
	t_1	t_{AH}	t_2	t_H
6800, $t_{CYC} = 1000$	630	30	225	10
68A00, $t_{CYC} = 666$	420	30	80	10
68B00, $t_{CYC} = 500$	290	30	60	10

$t_1\ (MIN) = t_{UT}\ (MIN) - t_{AD}\ (MAX)$
$t_2\ (MIN) = t_{EH}\ (MIN) - t_{DDW}\ (MAX)$

D'après la fiche technique (DS9471) MOTOROLA

Figure 3. Diagrammes de temps pendant l'écriture sur mémoire pour les microprocesseurs Motorola de la famille 6800.

provoquent la lecture ou l'écriture sur la mémoire. Le 8080A possède d'autres lignes de commande en général décodées à partir de DBIN et de $\overline{WR}$ pour fournir les signaux de commande composites $\overline{MEM\ R}$ (lecture mémoire) $\overline{MEM\ W}$ (écriture mémoire), $\overline{I/O\ R}$ (lecture entrée/sortie) et $\overline{I/O\ W}$ (écriture entrée/sortie). Le sous-ensemble de l'afficheur numérique constituant une sortie du système à microprocesseur, la synchronisation entre le bus d'adresse, le bus de données et $\overline{WR}$ est particulièrement importante. La synchronisation est illustrée figure 2.

Le microprocesseur 6800 possède un bus d'adresse de 16 lignes, un bus de données de 8 lignes et un bus de commande comportant les signaux VMA (adresse mémoire valide), R/W (lecture/Ecriture), DBE (validation bus de données) et les signaux d'horloge $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$. R/W définit soit la lecture soit l'écriture sur une mémoire, alors que VME utilisé conjointement avec R/W détermine une adresse mémoire valide. DBE relie périodiquement le bus de données interne du 6800 au bus de données. Dans la plupart des applications DBE est raccordé à $\emptyset_2$. Les relations de temps entre le bus d'adresse, le bus de données, VMA et R/W (quand DBE = $\emptyset_2$) sont indiquées par la figure 3. Le temps de maintien supplémentaire t_H est obtenu en retardant l'application de $\emptyset_2$ au microprocesseur ou en prolongeant DBE au-delà du front descendant de $\emptyset_2$.

Le décodeur ASCII pour matrice de points 5 × 7 utilisé dans le contrôleur à rafraîchissement et le contrôleur à données décodées fait partie du programme du microprocesseur. Il nécessite 640 mots de stockage pour décoder les 128 caractères du jeu ASCII. Il est formaté de façon à ce que les 128 premiers mots contiennent les informations de la colonne 1, les 128 suivants les informations de la colonne 2 et ainsi de suite. Chaque mot est formaté pour que D_6 à D_0 contiennent respectivement les données d'affichage des lignes 7 à 1. La donnée est codée pour qu'un bit au niveau haut provoque l'éclairement du point correspondant de la matrice 5 × 7. Le tableau correspondant au décodeur se trouve figure 20, le graphisme résultant est illustré dans la fiche technique du HDSP-2471.

CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT

Le contrôleur de rafraîchissement dont le circuit est décrit figure 4, est destiné à l'interface d'un 6800 ou d'un 8080A. Le circuit fonctionne en coupant le microprocesseur toutes les deux millisecondes pour demander un nouveau bloc de données d'affichage et les données de sélection de colonne. La donnée d'affichage est appliquée par le bus de données à l'entrée série du HDSP-2000 par l'intermédiaire du registre à décalage entrées parallèles/sorties série 74165. Le compteur 74LS293 et les portes associées ne permettent l'application que de sept impulsions d'horloge au registre à décalage et au HDSP-2000 pour chaque mot stocké. La donnée « choix colonne » est chargée dans la mémoire à

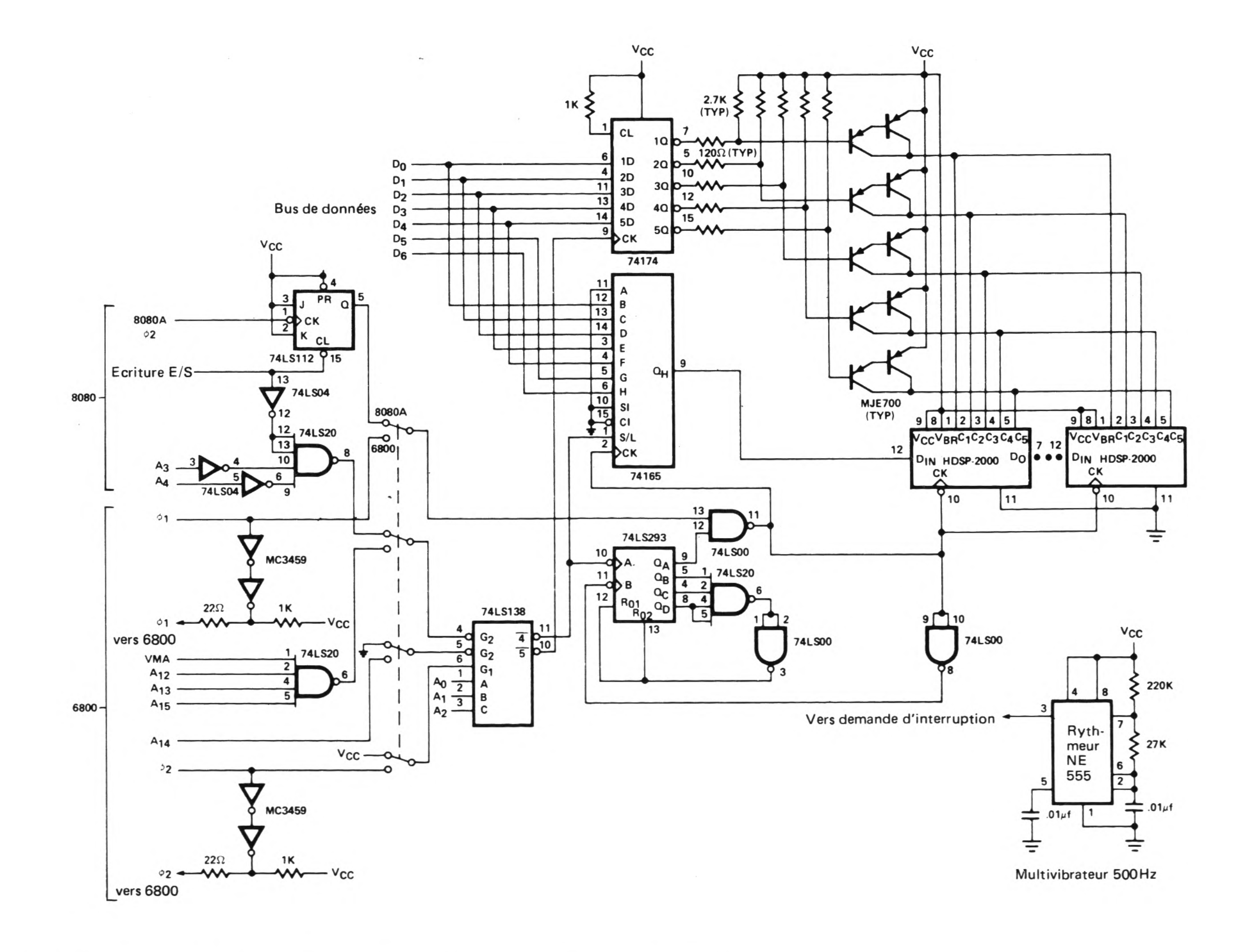


Figure 4. Interface des microprocesseurs 6800 ou 8080A avec le CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT

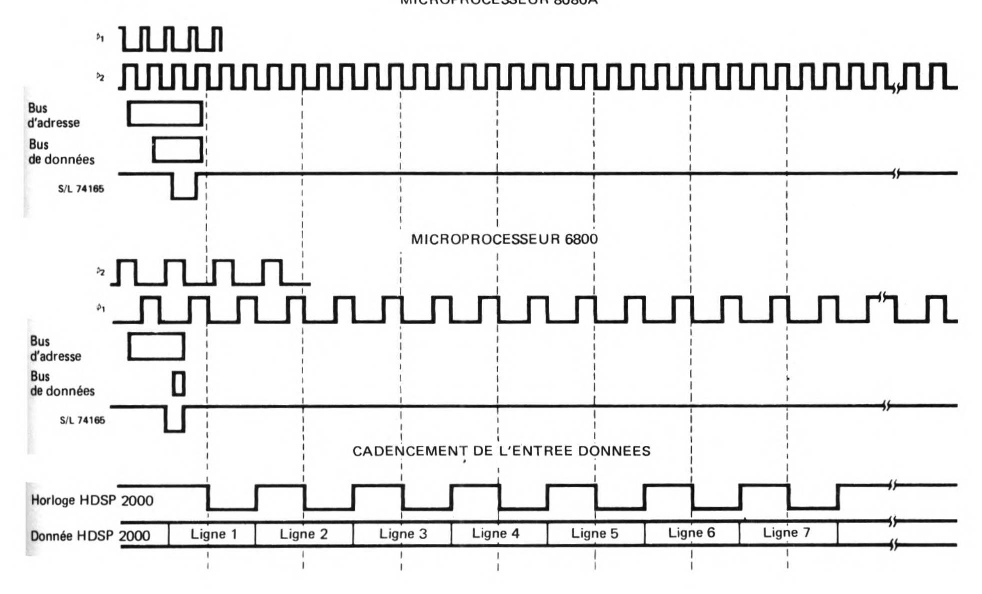


Figure 5. Relations de temps avec CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT

verrouillage qui commande le transistor de commutation de la colonne. Les relations de temps concernant l'horloge et l'entrée/sortie du microprocesseur sont décrites figures 5.

Le logiciel du 6800 nécessaire au fonctionnement de cet interface comporte les deux sous-routines « RFRSH » (Rafraîchissement) et « LOAD » (fig. 6). Ceci permet de limiter l'implication du microprocesseur pendant le rafraîchissement de l'affichage. la sous-routine « RFRSH » charge sur l'interface, à chaque demande d'interruption, un nouveau jeu de données d'affichage décodées issu de la mémoire bloc-note du microprocesseur. La sous-routine « LOAD » est utilisée pour décoder une ligne de 32 caractères ASCII en donnée d'affichage au format 5 × 7 et les stocker sur la mémoire bloc-note utilisée par « RFRSH ».

Les figures 7a et 7b fournissent deux routines différentes permettant l'interface du contrôleur de rafraîchissement à un microprocesseur 8080A. Les deux routines de la figure 7a sont l'équivalent du programme pour microprocesseur 6800 de la figure 6. Les programmes des figures 6 et 7a nécessitent une mémoire bloc-note de 5n mots,n représentant la longueur de l'afficheur. La routine de la figure 7b supprime cette mémoire en décodant et en chargeant les données à chaque nouvelle demande d'interruption.

L'élaboration du logiciel correct est très important pour le contrôleur de rafraîchissement du fait du cadencement à 2 ms du système à microprocesseur. L'utilisation de la mémoire bloc-note réduit dans des proportions notables le temps nécessaire au rafraîchissement de l'afficheur. Le programme de la figure 6, le plus rapide, utilise un code en ligne pour transmettre les données entre l'étage tampon et l'afficheur ; il nécessite 3,7 % + 0,50 n % du temps du microprocesseur disponible avec une horloge à 1 MHz. Le programme de la figure 7a est similaire à celui de la figure 6, toutefois il utilise un programme bouclé au lieu de codes en ligne ; il occupe 5,4 % + 0,93 n % du temps du microprocesseur avec une horloge à 2 MHz. Ces programmes utilisent un sous-programme CHARGE (LOAD) qui intervient chaque fois que le message affiché change ; il dure 10,2 ms pour le programme de la figure 6 et 7,5 ms pour celui de la figure 7a. Le programme de la figure 7b dure 7,6 % + 1,35 n % du temps du microprocesseur avec une horloge à 2 MHz. Ces temps peuvent être réduits de 50 % en utilisant les versions récentes, plus rapides, des microprocesseurs 6800 et 8080A.

```
Loc   Code      Instructions source
      objet
                •
                •
      BF 05     CDVR    EQU    $BF05
      BF 04     RDVR    EQU    $BF04
      06 00     DECDR   EQU    $0600
0000            POINT   RMB    2
0002            COLMN   RMB    1
0003            COUNT   RMB    2

0005  00 AD     ASCII   FDB    DATA
0007            DISPNT  RMB    2
0009            DCRPNT  RMB    2
000B            COLCNT  RMB    1
000C            DIGCNT  RMB    1

000D            BUFFR   RMB    160
00AD            DATA    RMB    32

0400                    ORG    $0400
0400  86 FF     RFRSH   LDA A  I, $FF
0402  B7 BF 05          STA A  E, CDVR
0405  DE 00             LDX    D, POINT
0407  A6 00     LOOPHH  LDA A  X, 0
0409  B7 BF 04          STA A  E, RDVR
040C  A6 01             LDA A  X, 1
040E  B7 BF 04          STA A  E, RDVR
                        •
                        •
                        •
04A2  A6 1F             LDA A  X, 31
04A4  B7 BF 04          STA A  E, RDVR
04A7  96 02             LDA A  D, COLMN
04A9  B7 BF 05          STA A  E, CDVR
04AC  81 EF             CMP A  I, $EF
04AE  27 10             BEQ    LOOPB
04B0  D6 00             LDA B  D, POINT+1
04B2  CB 20             ADD B  I, 32
04B4  D7 00             STA B  D, POINT+1
04B6  24 03             BCC    LOOPA
04B8  7C 00 00          INC    E, POINT
04BB  0D        LOOPA   SEC
04BC  79 00 02          ROL    E, COLMN
04BF  3B                RTI
04C0  CE 00 0D  LOOPB   LDX    I, BUFFR
04C3  DF 00             STX    D, POINT
04C5  DE 03             LDX    D, COUNT
04C7  09                DEX
04C8  DF 03             STX    D, COUNT
04CA  86 FE             LDA A  I, $FE
04CC  97 02             STA A  D, COLMN
04CE  3B                RTI

04CF  5F        LOAD    CLR B
04D0  CE 00 0D          LDX    I, BUFFR
04D3  DF 07             STX    D, DISPNT
04D5  86 06             LDA A  I, <DECDR
04D7  97 09             STA A  D, DCRPNT
04D9  86 05             LDA A  I, 5
04DB  97 0B             STA A  D, COLCNT
04DD  86 20     LOOP1   LDA A  I, 32
04DF  97 0C             STA A  D, DIGCNT
04E1  9B 06             ADD A  D, ASCII+1
04E3  24 03             BCC    LOOP2
04E5  7C 00 05          INC    E, ASCII
04E8  97 06     LOOP2   STA A  D, ASCII+1
04EA  DE 05     LOOP3   LDX    D, ASCII
04EC  09                DEX
04ED  A6 00             LDA A  X, 0
04EF  DF 05             STX    D, ASCII
04F1  1B                ABA
04F2  97 0A             STA A  D, DCRPNT+1
04F4  DE 09             LDX    D, DCRPNT
04F6  A6 00             LDA A  X, 0
04F8  DE 07             LDX    D, DISPNT
04FA  A7 00             STA A  X, 0
04FC  08                INX
04FD  DF 07             STX    D, DISPNT
04FF  7A 00 0C          DEC    E, DIGCNT
0502  26 E6             BNE    LOOP3
0504  CB 80             ADD B  I, $80
0506  24 03             BCC    LOOP4
0508  7C 00 09          INC    E, DCRPNT
050B  7A 00 0B  LOOP4   DEC    E, COLCNT
050E  26 CD             BNE    LOOP1
0510  39                RTS
```

Figure 6. Programme pour microprocesseur 6800, avec interface du contrôleur de rafraîchissement par RAM tampon 160 mots

```
Loc   Code      Instructions source
      objet
0004            RDVR    EQU    0004H
0005            CDVR    EQU    0005H
E500            DECDR   EQU    0E500H

                        ORG    0E000H
E000  05 E0     POINT   DW     BUFFR
E002  FE        COLMN   DB     0FEH
E003  FF FF     COUNT   DW     0FFFFH
E005  00        BUFFR   DS     160

                        ORG    0E0A5H
E0A5  A7 E0     ASCII   DW     DATA
E0A7  00        DATA    DS     32

                        ORG    0E400H
E400  F5        RFRSH   PUSH   PSW
E401  C5                PUSH   B
E402  E5                PUSH   H
E403  2A 00 E0          LHLD   POINT
E406  06 20             MVI    B, 32
E408  3E FF             MVI    A, 0FFH
E40A  D3 05             OUT    CDVR
F40C  7E        LOOP    MOV    A, M
E40D  D3 04             OUT    RDVR
E40F  23                INX    H
E410  05                DCR    B
E411  C2 0C E4          JNZ    LOOP
E414  3A 02 E0          LDA    COLMN
E417  D3 05             OUT    CDVR
E419  FE EF             CPI    0EFH
E41B  CA 28 E4          JZ     FIRST
E41E  22 00 E0          SHLD   POINT
E421  07                RLC
E422  32 02 E0          STA    COLMN
E425  C3 3A E4          JMP    END
E428  21 05 E0  FIRST   LXI    H, BUFFR
E42B  22 00 E0          SHLD   POINT
E42E  3E FE             MVI    A, 0FEH
E430  32 02 E0          STA    COLMN
E433  2A 03 E0          LHLD   COUNT
E436  2B                DCX    H
E437  22 03 E0          SHLD   COUNT
E43A  E1        END     POP    H
E43B  C1                POP    B
E43C  F1                POP    PSW
E43D  C9                RET

E43E  11 24 E0  LOAD    LXI    D, BUFFR+31
E441  0E 20             MVI    C, 32
E443  2A A5 E0  LOOP1   LHLD   ASCII
E446  7E                MOV    A, M
E447  23                INX    H
E448  22 A5 E0          SHLD   ASCII
E44B  26 E5             MVI    H, DECDR/256
E44D  6F                MOV    L, A
E44E  06 05             MVI    B, 5
E450  7E        LOOP2   MOV    A, M
E451  12                STAX   D
E452  7D                MOV    A, L
E453  C6 80             ADI    80H
E455  6F                MOV    L, A
E456  D2 5A E4          JNC    LOOP3
E459  24                INR    H
E45A  7B        LOOP3   MOV    A, E
E45B  C6 20             ADI    32
E45D  5F                MOV    E, A
E45E  05                DCR    B
E45F  C2 50 E4          JNZ    LOOP2
E462  7B                MOV    A, E
E463  C6 5F             ADI    5FH
E465  5F                MOV    E, A
E466  0D                DCR    C
E467  C2 43 E4          JNZ    LOOP1
E46A  C9                RET
```

Figure 7a. Programme pour microprocesseur 8080A, avec interface du contrôleur de rafraîchissement par RAM tampon 160 mots

```
                Code
Loc             objet            Instructions source

0004                     RDVR     EQU     0004H
0005                     CDVR     EQU     0005H
E500                     DECDR    EQU     0E500H

                                  ORG     0E000H
E000   07  E0            ASCII    DW      DATA
E002   FE                COLMN    DB      0FEH
E003   FF  FF            COUNT    DW      0FFFFH
E005   00  E5            BASE     DW      DECDR
E007   00                DATA     DS      32

                         ORG              0E400H
E400   F5                RFRSH    PUSH    PSW
E401   C5                         PUSH    B
E402   D5                         PUSH    D
E403   E5                         PUSH    H
E404   2A  05  E0                 LHLD    BASE
E407   EB                         XCHG
E408   2A  00  E0                 LHLD    ASCII
E40B   01  1F  00                 LXI     B, 31
E40E   09                         DAD     B
E40F   43                         MOV     B, E
E410   0E  20                     MVI     C, 32
E412   3E  FF                     MVI     A, 0FFH
E414   D3  05                     OUT     CDVR
E416   78                LOOP     MOV     A, B
E417   86                         ADD     M
E418   5F                         MOV     E, A
E419   1A                         LDAX    D
E41A   D3  04                     OUT     RDVR
E41C   2B                         DCX     H
E41D   0D                         DCR     C
E41E   C2  16  E4                 JNZ     LOOP
E421   EB                         XCHG
E422   3A  02  E0                 LDA     COLMN
E425   D3  05                     OUT     CDVR
E427   FE  EF                     CPI     0EFH
E429   CA  3B  E4                 JZ      FIRST
E42C   07                         RLC
E42D   32  02  E0                 STA     COLMN
E430   68                         MOV     L, B
E431   01  80  00                 LXI     B, 0080H
E434   09                         DAD     B
E435   22  05  E0                 SHLD    BASE
E438   C3  4D  E4                 JMP     END
E43B   3E  FE            FIRST    MVI     A, 0FEH
E43D   32  02  E0                 STA     COLMN
E440   21  00  E5                 LXI     H, DECDR
E443   22  05  E0                 SHLD    BASE
E446   2A  03  E0                 LHLD    COUNT
E449   2B                         DCX     H
E44A   22  03  E0                 SHLD    COUNT
E44D   E1                END      POP     H
E44E   D1                         POP     D
E44F   C1                         POP     B
E450   F1                         POP     PSW
E451   C9                         RET
```

Figure 7b. Programme pour microprocesseur 8080A permettant de décoder une ligne de 32 caractères ASCII avant stockage dans le contrôleur de rafraîchissement

CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

Le schéma illustré figure 8, correspond à l'affichage de 32 caractères, le circuit décrit, spécifique au 8080A, permet de recevoir et de stocker sur une mémoire locale les données d'affichage nécessaire à un afficheur HDSP-2000 à 32 caractères (1120 bits). Le microprocesseur charge les 160 mots de données d'affichage dans deux RAM 1 × 1K par l'intermédiaire du registre à décalage entrées parallèles/sorties série 74165. Chaque mot représente une colonne d'affichage. La chaîne de compteur génère automatiquement l'emplacement correct de l'adresse pour chaque bit de donnée série après initialisation par $\overline{\text{MEM W}}$, l'adresse du caractère et la colonne. Le stockage terminé le compteur charge et affiche séquentiellement chaque colonne (224 bits) de donnée à la cadence de 90 Hz (horloge à 2 MHz). Les diagrammes des temps pour ce circuit sont indiqués figure 9. Le logiciel pour décoder 32 caractères ASCII en ligne est fourni figure 10. Ce programme décode les 32 caractères ASCII en 160 mots de données d'affichage qui sont stockés dans le contrôleur. Le temps nécessaire au décodage et au chargement du message dans le contrôleur à données décodées est de 6,6 ms avec une horloge à 2 MHz.

CONTROLEUR A RAM

Le contrôleur à RAM de la figure 11a, est conçu pour accepter des données codées ASCII et les stocker dans une RAM locale 128 × 8. Lorsque le microprocesseur a chargé la RAM, un circuit d'analyse commande le décodage des données ASCII, le chargement des données d'affichage et la fonction choix colonne. (Des modifications mineures permettent d'utiliser ce circuit pour afficher 128 caractères). La RAM utilisée est une MCM6810P avec les entrées adresse et données isolées par un étage tampon à trois états 74LS367, ce qui permet d'accéder à la RAM soit depuis le microprocesseur soit depuis l'électronique locale. Le dialogue est organisé pour que le microprocesseur soit toujours prioritaire sur l'électronique d'analyse locale. Le cycle de cadencement de WRITE (écriture) du contrôleur à RAM est décrit figure 11b. Ce circuit, comme le contrôleur à donnée décodée, n'utilise pas de temps « microprocesseur » car la RAM locale a été chargée avec les données voulues.

CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE

Les techniques d'interface ci-dessus ne sont valables que pour l'affichage de données codées ASCII. Le curseur clignotant, les routines d'édition et l'adressage des caractères doivent être inclus dans des routines particulières du logiciel du microprocesseur. Le contrôleur à microprocesseur d'affichage est un système qui utilise un microprocesseur 8048 comprenant sur la même puce une RAM spécifiquement destinée à fournir ces fonctions importantes. Ce contrôleur, décrit figure 12, comporte des sous systèmes sur cartes imprimées disponibles chez Hewlett-Packard sous les références :

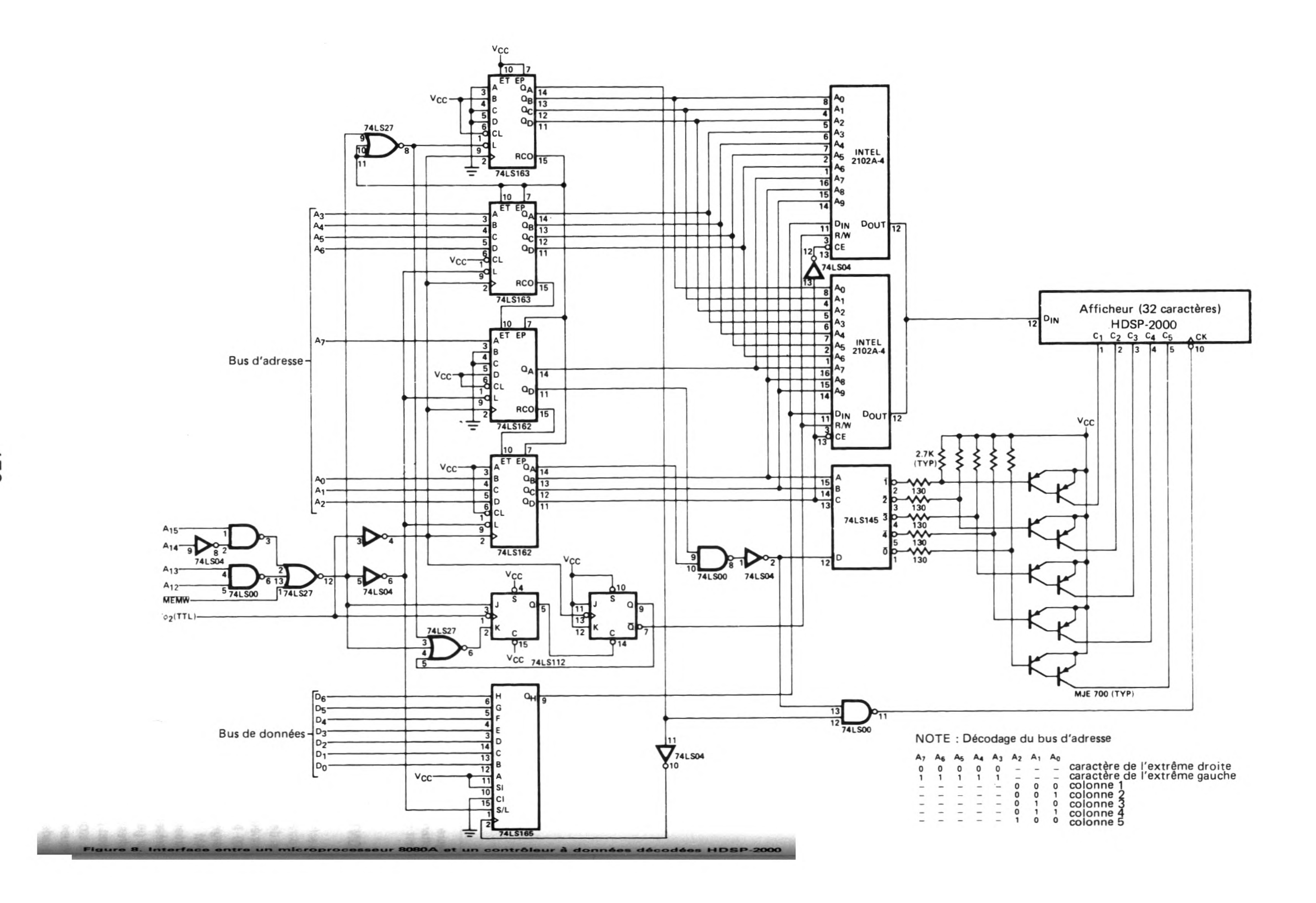
HDSP-2470 — Contrôleur 64 caractères avec décodeur ASCII 5 × 7

HDSP-2471 — Contrôleur universel 128 caractères avec décodeur ASCII 5 × 7

HDSP-2472 — Contrôleur avec supports de circuits intégrés permettant l'emploi de ROM/PROM ou EPROM particulières à l'utilisateur.

Ces trois contrôleurs possèdent les caractéristiques communes suivantes :

- Affichage de lignes de caractères de différentes longueurs :
  de 4 en 4 caractères jusqu'à 48
- Quatre modes d'entrée des données
  A gauche
  A droite



A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	
0	0	0	0	0	–	–	–	caractère de l'extrême droite
1	1	1	1	1	–	–	–	caractère de l'extrême gauche
–	–	–	–	–	0	0	0	colonne 1
–	–	–	–	–	0	0	1	colonne 2
–	–	–	–	–	0	1	0	colonne 3
–	–	–	–	–	0	1	1	colonne 4
–	–	–	–	–	1	0	0	colonne 5

Figure 8. Interface entre un microprocesseur 8080A et un contrôleur à données décodées HDSP-2000

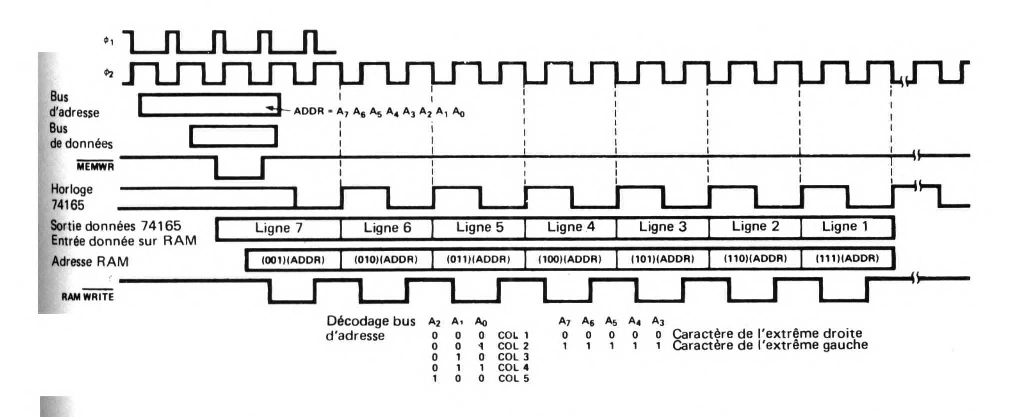


Figure 9. Relation de temps à l'entrée des données pour le contrôleur à données décodées

Entrée par RAM (⩽ 32 caractères seulement)
Entrée par groupe

- Curseur clignotant — entrée à gauche uniquement
- Sortie données (⩽ 32 caractères seulement)
- Fonctions d'édition
  Effacement affichage — ENTREE A DROITE
  Espace arrière — ENTREE A DROITE
  Espace avant
  Insertion caractère
  Suppression caractère
  (l'ensemble : ENTREE A GAUCHE)

Ces contrôleurs ont été étudiés pour éliminer la manipulation des données entre le clavier, l'afficheur et le microprocesseur. La fiche technique du produit décrit en détail les fonctions des contrôleurs.

L'interface contrôleur-microprocesseur dépend de l'application particulière. Les figures 13a et 13b décrivent l'interface à verrouillage entre le microprocesseur principal et les contrôleurs de la série HDSP-247X. Ces interfaces sont utilisées pour éviter que le microprocesseur principal ait à attendre que le contrôleur ait accepté les données.

Dans les systèmes très élaborés, il peut être souhaitable que le contrôleur HDSP-247X prenne en charge l'interface clavier-afficheur pendant que le microprocesseur lit les messages émis par la porte DATA OUT (sortie donnée) du contrôleur. Cette fonction est obtenue en installant un adaptateur d'interface périphérique (PIA) disponible chez un fabricant de microprocesseur. La figure 14 décrit un système développé autour du 6800 dans lequel les données sont introduites soit par clavier soit par microprocesseur ; le PIA 6821 utilisé est construit pour que PB_7 détermine l'introduction des données soit à partir du clavier soit à partir du microprocesseur. Le programme concernant le 6800 est indiqué figure 15, le sous-programme « LOAD » (stockage) utilise CA_1 et CA_2 pour amener le dialogue des données d'entrée et permettre au 6800 de stocker les données sur le contrôleur aussi vite que ce dernier le permet. Une fois le message enregistré le microprocesseur renvoie la commande d'entrée des données au clavier. Un signal issu de ce dernier (ER dans l'exemple) déclenche un indicateur sur le 6821 : suivant son organisation, le microprocesseur peut soit le vérifier soit l'autoriser à s'interrompre automatiquement. Le sous-programme « READ » (lecture) peut être alors employé pour lire les données DATA OUT sorties entre contrôleur et microprocesseur.

```
Loc    Code objet   Instructions source

B000               DISPL   EQU    0B000H
E500               DECDR   EQU    0E500H

                           ORG    0E000H
E000   02 E0       ASCII   DW     DATA
E002   00          DATA    DS     32

                           ORG    0E400H
E400   11 F8 B0    LOAD    LXI    D, DISPL+00F8H
E403   0E 20               MVI    C, 32
E405   2A 00 E0    LOOP1   LHLD   ASCII
E408   7E                  MOV    A, M
E409   23                  INX    H
E40A   22 00 E0            SHLD   ASCII
E40D   26 E5               MVI    H, DECDR/256
E40F   6F                  MOV    L, A
E410   06 05               MVI    B, 5
E412   7E          LOOP2   MOV    A, M
E413   12                  STAX   D
E414   13                  INX    D
E415   7D                  MOV    A, L
E416   C6 80               ADI    80H
E418   6F                  MOV    L, A
E419   D2 1D E4            JNC    LOOP3
E41C   24                  INR    H
E41D   05          LOOP3   DCR    B
E41E   C2 12 E4            JNZ    LOOP2
E421   7B                  MOV    A, E
E422   D6 0D               SUI    13
E424   5F                  MOV    E, A
E425   0D                  DCR    C
E426   C2 05 E4            JNZ    LOOP1
E429   C9                  RET
```

Figure 10. Programme pour microprocesseur 8080A permettant le décodage d'une ligne de 32 caractères ASCII avant stockage dans le contrôleur à données décodées.

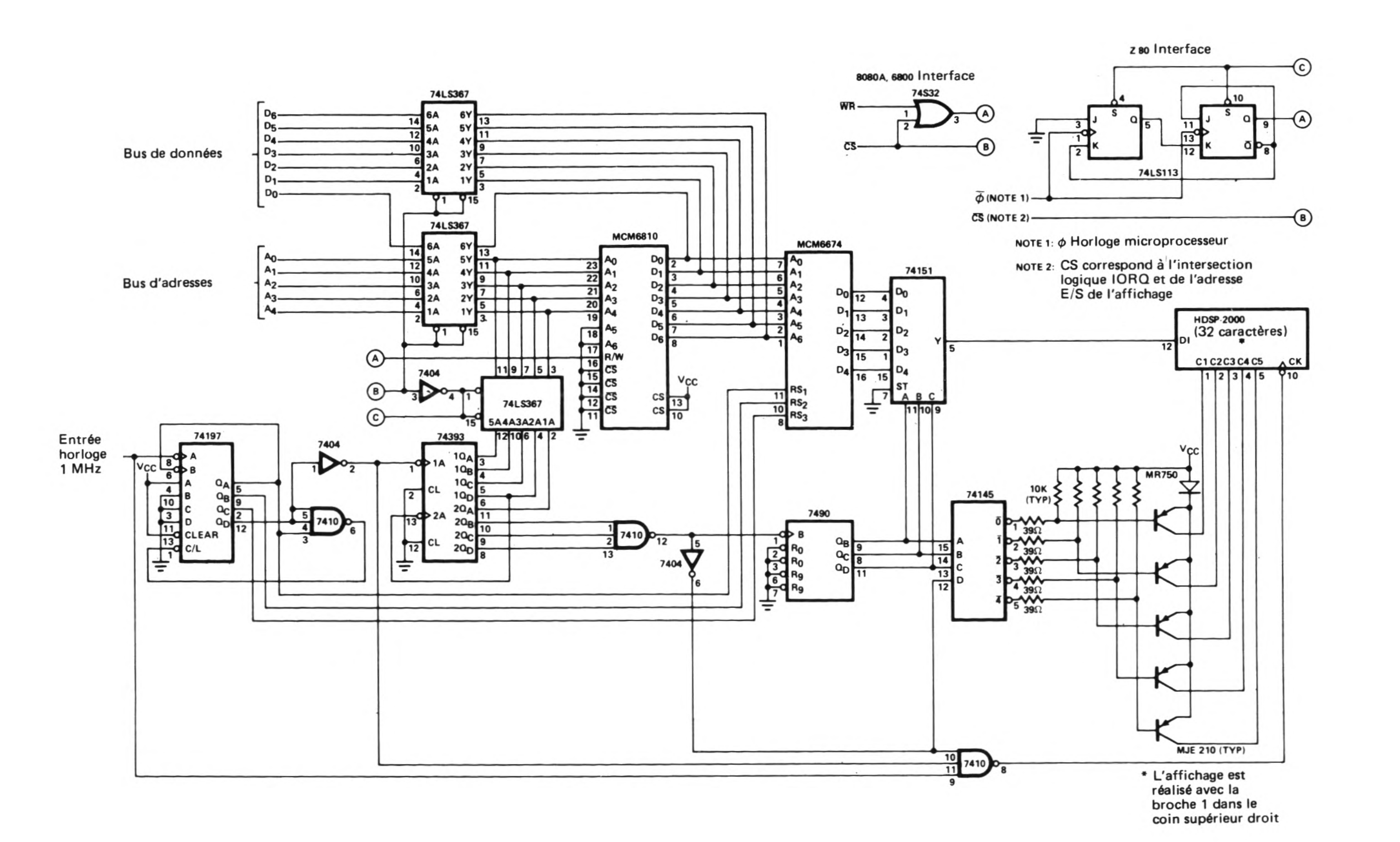


Figure 11a. Interface microprocesseur 8080A — contrôleur à RAM pour HDSP-2000

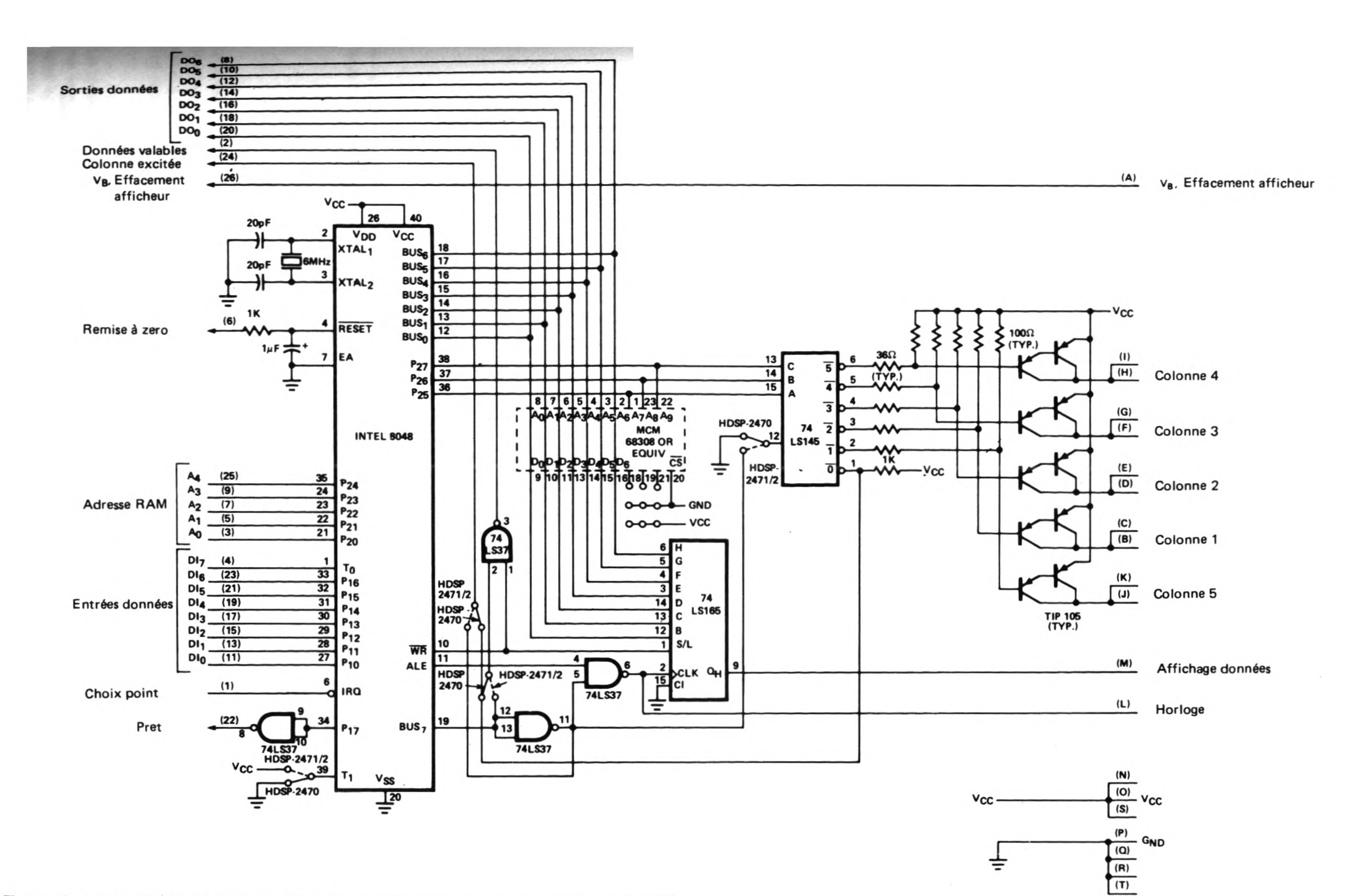
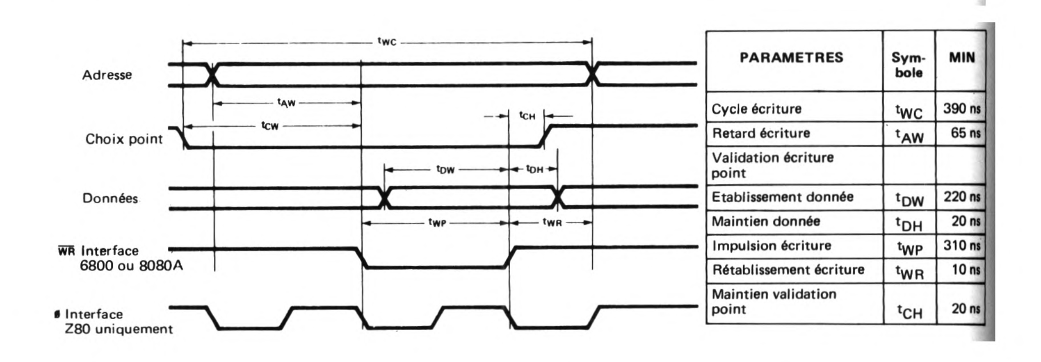


Figure 12. CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE HDSP-2470, -2471, -2472



PARAMETRES	Symbole	MIN
Cycle écriture	t_{WC}	390 ns
Retard écriture	t_{AW}	65 ns
Validation écriture point		
Etablissement donnée	t_{DW}	220 ns
Maintien donnée	t_{DH}	20 ns
Impulsion écriture	t_{WP}	310 ns
Rétablissement écriture	t_{WR}	10 ns
Maintien validation point	t_{CH}	20 ns

Figure 11b. Relations de temps pour l'écriture en mémoire sur contrôleur à RAM HDSP-2000

* CS est une combinaison logique des bits d'adresse de plus haut rang qui différencient l'adresse du HDSP-2470/1/2 du reste du système à microprocesseur

Figure 13. Interface à verrouillage du contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP -2470, -2471, -2472

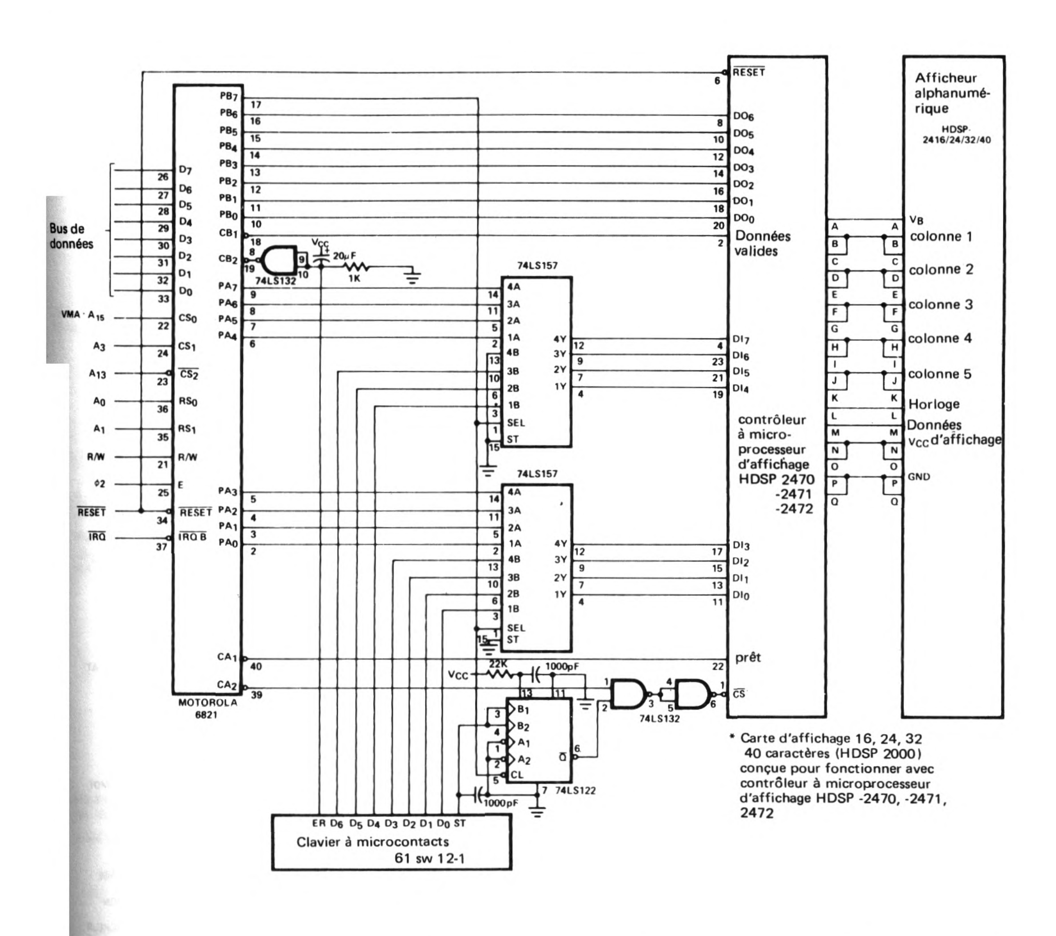


Figure 14. Interface entre un microprocesseur 6800 et un contrôleur série HDSP 2470, utilisant un PIA 6820

Ce dernier utilise l'entrée CB_1 du PIA pour savoir quand lire chacun des 34 mots de donnée en sortie dans le système. Un type de PIA similaire existe pour le 8080A, il est décrit figures 16 et 17.

Les contrôleurs de la série HDSP-247X sont programmés en mode « entrée à gauche » pour l'affichage de lignes de 32 caractères. Si l'on désire un autre mode d'entrée ou une longueur de ligne différente, il faut soit stocker le mot de commande voulu issu du microprocesseur, soit l'introduire durant la remise à zéro à la mise sous tension (POWER ON RESET). Le contrôleur lira les lignes ENTREE DONNEES pendant la remise à zéro et interprètera leur contenu comme un mot de commande. Le circuit illustré figure 18 peut être utilisé pour introduire un mot préprogrammé quelconque sur le HDSP-247X à la mise sous tension.

Dans certaines conditions d'emploi il peut être nécessaire de faire varier la luminosité des afficheurs commandés par des contrôleurs HDSP-247X. Le circuit décrit figure 19 permet de faire varier manuellement l'intensité lumineuse en la modulant en impulsion, cette commande peut être automatisée en remplaçant R_1 par une photodiode.

CONFIGURATION DES PORTES

1. PORTE A :

PA0 PA7 SORTIES VERS ENTREES DONNEES HDSP-247X
CAI (ENTREE) MODE 00 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE PRET
CA2 (SORTIE) MODE 100 MPU EFFACE LIT PRA, ETABLIT FRONT NEGATIF DE PRET

1. PORTE B :

PB0-PB6 ENTREE DONNEES SUR 6800, ISSUES DES SORTIES DONNEES HPSP-247X
CB1 (ENTREE) MODE 00 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE PRET
CB2 (ENTREE) MODE 000 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE LA CLE ER
CB2 (ENTREE) MODE 001 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE LA CLE ER PROVOQUANT IRQ
PB7 (SORTIE) ETAT BAS : VALIDATION MULTIPLEXAGE PAR PA0 à PA7
ETAT HAUT : VALIDATION MULTIPLEXAGE PAR CLAVIER

```
LOC   OBJET       CODE       ETAT      SOURCE

      8008        PRA        EQU       $8008
      8008        DRA        EQU       $8008
      8009        CRA        EQU       $8009
      800A        PRB        EQU       $800A
      800A        DRB        EQU       $800A
      800B        CRB        EQU       $800B

                             ORG       $0000
0000              MESSAGE    RMB       2

                             ORG       $0100
0100              ETAT       RMB       1
0101              CURSEUR    RMB       1
0102              DONNEE     RMB       32

                             ORG       $0400
0400  CE 0100     LIRE       LDX       I, ETATUS
0403  B6 800A     BOUCLE 1   LDA A     E, PRB       EFFACER CB1 et CB2
0406  5F                     CLR B
0407  5C          BOUCLE 2   INC B
0408  B6 800B                LDA A     E, CRB
040B  2A FA                  BPL       LOOP2        ATTENDRE VALIDATION DONNEE
040D  C1 0A                  CMP B     I, 10
040F  23 F2                  BLS       LOOP1
0411  C6 21                  LDA B     I, 33
0413  B6 800A     BOUCLE 3   LDA A     E, PRB       LIRE ET EFFACER CB1
0416  84 7F                  AND A     I, $7F
0418  A7 00                  STA A     X, 0         STOCKER SUR RAM
041A  B6 800B     BOUCLE 4   LDA A     E, CRB
041D  2A FB                  BPL       LOOP4
041F  08                     INX
0420  5A                     DEC B
0421  26 F0                  BNE       LOOP3        LIRE DONNEE
0423  B6 800A                LDA A     E, PRB
0426  84 7F                  AND A     I, $7F
0428  A7 00                  STA A     X, 0
042A  39                     RTS

042B  DE 00       STOCKAGE   LDX       D, MESSGE
042D  A6 00       BOUCLE 10  LDA A     X, 0
042F  08                     INX
0430  81 FF                  CMP A     I, $FF       DERNIER MOT LIGNE
0432  27 0D                  BEQ       ENDL         PASSER A LA SIGNE SUIVANTE
0434  B7 8008                STA A     E, PRA
0437  7D 8008                TST       E, PRA       EFFACER CA1 ET CA2
043A  B6 8009     BOUCLE 11  LDA A     E, CRA
043D  2A FB                  BPL       LOOP11       ATTENDRE
043F  20 EC                  BRA       LOOP10
0441  DF 00       ENDL 1     STX       D, MESSGE
0443  39                     RTS

                             ORG       $0500
0500  7F 8009     DEPART     CLR       E, CRA
0503  7F 800B                CLR       E, CRB
0506  86 FF                  LDA A     I, $FF
0508  B7 8008                STA A     E, DRA
050B  86 24                  LDA A     I, $24
050D  B7 8009                STA A     E, CRA
0510  86 80                  LDA A     I, $80
0512  B7 800A                STA A     E, DRB
0515  86 04                  LDA A     I, $04
0517  B7 800B                STA A     E, CRB

        • PROCEDURE DE STOCKAGE SUR HDSP-247X
051A  0E                     CLI
051B  7F 800A                CLR       E, PRB
051E  BD 042B                JSR       E, LOAD

        • PROCEDURE DE LECTURE DES DONNEES EN SORTIE DU HDSP-247X
0521  7D 800A                TST       E, PRB       EFFACER CB1 CB2
0524  86 80                  LDA A     I, $80
0526  B7 800A                STA A     E, PRB       MULTIPLEX A PARTIR DU CLAVIER
0529  86 0C                  LDA A     I, $0C
042B  B7 800B                STA A     E, CRB       VALIDATION IRQ
052E  0F                     SEI                    IRQ AUTORISE LECTURE PAR JSR
```

1) FIN DE LIGNE

Figure 15. Programme d'interface entre microprocesseur 6800 et circuits de la fig. 14

CONFIGURATION DES PORTES

1. PORTE A (SORTIE MODE 1) :

SORTIES PA0 à PA7 SUR ENTREE DONNEES HDSP-247X
SORTIE PC7 (OBF) VERS CHOIX PUCE
ENTREE PC6 (ACK) VERS READY
DRAPEAU PC7 (OBF) EFFACE PAR SORTIE : GENERE PAR DONNEES VALIDE

2. PORTE B (ENTREE MODE 1) :

ENTREES DONNEES PA0 à PA7 SUR SORTIE DONNEES HDSP-247X
ENTREE PC2 (STB) : STOCKE LES DONNEES SUR FLANC NEG DE DONNEE VALID
DRAPEAU PC0 (INTR) EFFACE PAR ENTREE : GENERE PAR DONNEES VALIDE

3. PORTE C :

SORTIE PC4 : ETAT BAS : VALIDATION PA0 à PA7 VERS HDSP-247X
ETAT HAUT : VALIDATION CLAVIER VERS HDSP-247X

```
LOC   OBJET       CODE       ETAT      SOURCE

000C              PA         EQU       0CH
000D              PB         EQU       0DH
000E              PC         EQU       0EH
000F              CNTRL      EQU       0FH

                             ORG       0E000H
E000  02  E0      ASCII      DW        TEXT
E002  00          TEXT       DS        32

                             ORG       0E100H
E100  00          STAT       DB        0
E101  00          ADDR       DB        0
E102  00          DONNEE     DS        32

                             ORG       0E400H
E400  F3          LIRE       DI
E401  F5                     PUSH      PSW
E402  E5                     PUSH      H
E403  C5                     PUSH      B
E404  0E  20                 MVI       C, 32
E406  21  00 E1              LXI       H, STAT      1er MOT
E409  DB  0D                 IN        PB           EFFACE INTR
E40B  06  00      BOUCLE 1   MVI       B, 0
E40D  DB  0E      BOUCLE 2   IN        PC
E40F  04                     INR       B
E410  1F                     RAR
E411  D2  0D E4              JNC       LOOP2        ATTENDRE INTR
E414  3E  0A                 MVI       A, 10
E416  B8                     CMP       B
E417  DB  0D                 IN        PB
E419  D2  0B E4              JNC       LOOP1        ATTENDRE MOT D'ETAT
E41C  77          BOUCLE 3   MOV       M, A         STOCKER SUR RAM
E41D  23                     INX       H
E41E  DB  0E      BOUCLE 4   IN        PC
E420  1F                     RAR
E421  D2  1E E4              JNC       LOOP4        ATTENDRE INTR
E424  DB  0D                 IN        PB
E426  0D                     DCR       C
E427  C2  1C E4              JNZ       LOOP3
E42A  77                     MOV       M, A         STOCKER DERNIER MOT
E42B  C1                     POP       B
E42C  E1                     POP       H
E42D  F1                     POP       PSW
E42E  FB                     EI
E42F  C9                     RET

E430  2A  00 E0   STOCKAGE   LHLD      ASCII        1er MOT DU MESSAGE
E433  7E          BOUCLE 5   MOV       A, M
F434  FE  FF                 CPI       0FFH         VERIFIER EXECUTION
E436  CA  45 E4              JZ        ENDL
E439  D3  0C                 OUT       PA           SORTIE VERS AFFICHEUR
E43B  23                     INX       H
E43C  DB  0E      BOUCLE 6   IN        PC
E43E  17                     RAL
E43F  D2  3C E4              JNC       LOOP6        ATTENDRE
E442  C3  33 E4              JMP       LOOP5        MOT SUIVANT
E445  23          ENDL       INX       H
E446  22  00 E0              SHLD      ASCII
E449  C9                     RET

E44A  3E  A7      DEPART     MVI       A, 0A7H      SORTIE PA, ENTREE PB
E44C  D3  0F                 OUT       CNTRL
E44E  3E  0C                 MVI       A, 0CH       EFFACER INTE A
E450  D3  0F                 OUT       CNTRL
E452  3E  05                 MVI       A, 05H
E454  D3  0F                 OUT       CNTRL        GENERE INTE B

        • PROCEDURE DE STOCKAGE SUR HDSP-247X
E456  3E  08                 MVI       A, 08H
E458  D3  0F                 OUT       CNTRL        VALIDE COTE A DU MULTIPLEXAGE
E45A  CD  30 E4              CALL      LOAD

        • PROCEDURE DE LECTURE DES DONNEES EN SORTIE DU HDSP-247X
E45D  3E  09                 MVI       A, 09H
E45F  D3  0F                 OUT       CNTRL        VALIDE COTE B DU MULTIPLEXAGE
E461  FB                     EI                     INT DOIT APPELER READ
```

Figure 16. Programme d'interface entre microprocesseur 8080A et circuits de la fig. 17

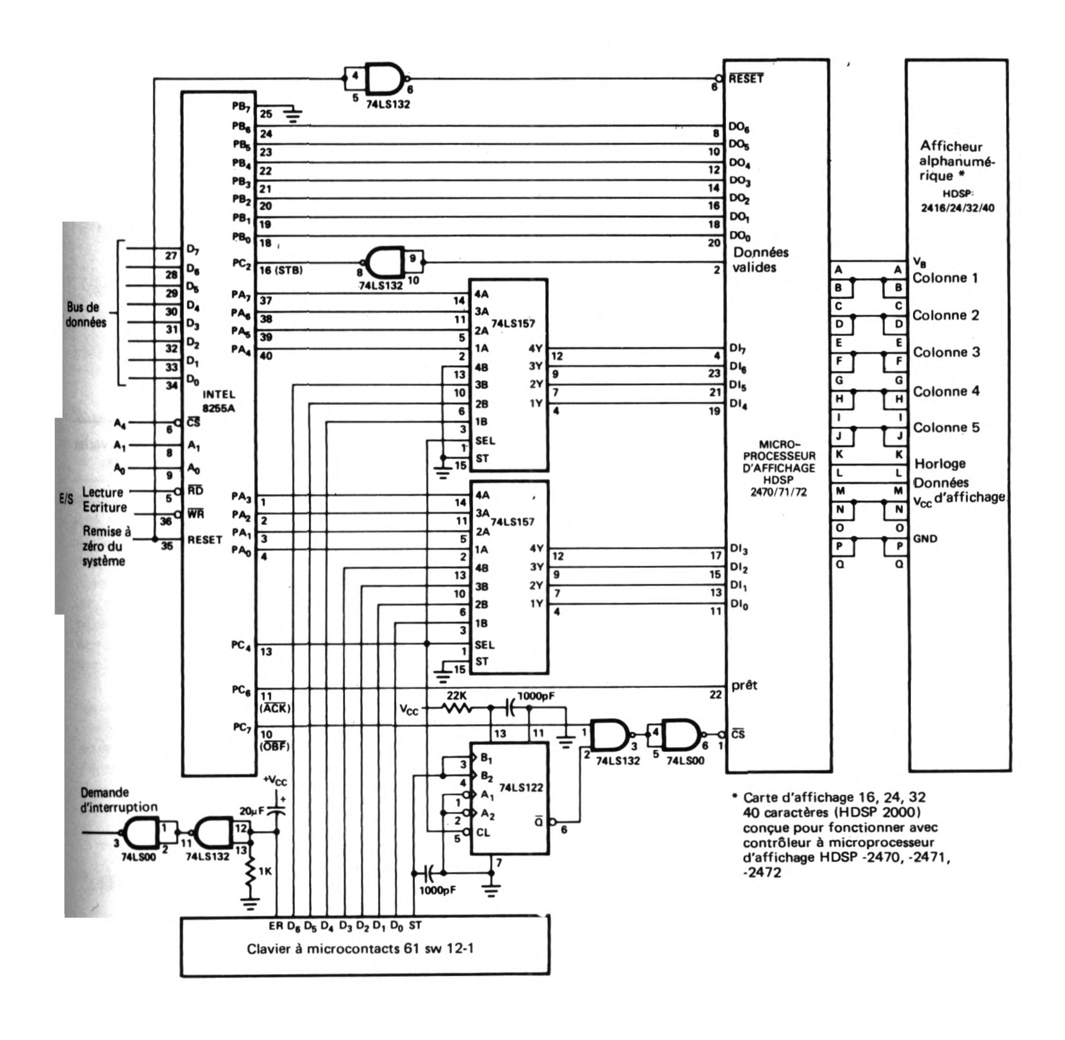


Figure 17. Interface entre microprocesseur 8080A et un contrôleur série HDSP 2470, utilisant un PIA 8255

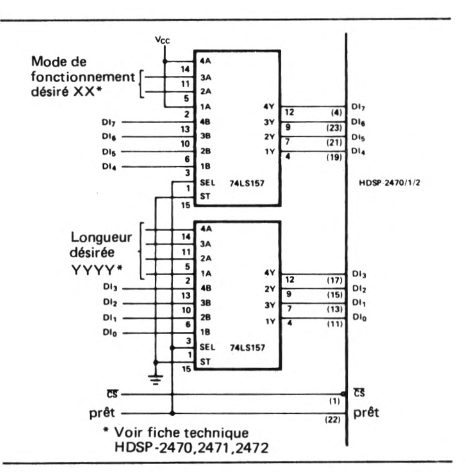


Figure 18. Circuit extérieur pour stocker le mot de commande sur le HDSP-2470, -2471, -2472 à la mise sous tension

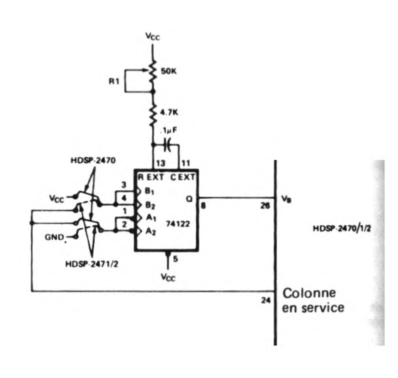
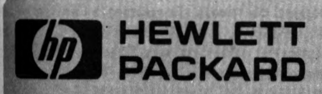


Figure 19. Circuit extérieur permettant de faire varier manuellement l'intensité lumineuse des afficheurs.

Adresse décodeur		Adresse ROM HDSP -2471	Données en héxadécimal															
FIG. 7a, 7b, 10	FIG. 6																		
E500	0600	080	08	30	45	7D	7D	38	7E	30	60	1E	3E	62	40	08	38	41	Colonne 1
		090	10	18	5E	78	38	78	38	3C	38	3C	38	08	20	12	48	01	
		0A0	00	00	00	14	24	23	36	00	00	00	08	08	00	08	00	20	
		0B0	3E	00	62	22	18	27	3C	01	36	06	00	00	00	14	41	06	
		0C0	3E	7E	7F	3E	7F	7F	7F	3E	7F	00	20	7F	7F	7F	7F	3E	
		0D0	7F	3E	7F	26	01	3F	07	7F	63	03	61	00	02	41	04	40	
		0E0	00	38	7F	38	38	38	08	08	7F	00	20	00	00	78	7C	38	
		0F0	7C	18	00	48	04	3C	1C	3C	44	04	44	00	00	00	08	2A	
E580	0680	100	1C	48	29	09	09	44	01	4A	50	04	49	14	3C	7C	44	63	Colonne 2
		110	08	24	61	14	44	15	45	43	45	41	42	08	7E	19	7E	12	
		120	00	5F	03	7F	2A	13	49	08	00	41	2A	08	58	08	30	10	
		130	51	42	51	41	14	45	4A	71	49	49	36	5B	08	14	22	01	
		140	41	09	49	41	41	49	09	41	08	41	40	08	40	02	04	41	
		150	09	41	09	49	01	40	18	20	14	04	51	00	04	41	02	40	
		160	07	44	48	44	44	54	7E	14	08	44	40	7F	41	04	08	44	
		170	14	24	7C	54	3E	40	20	40	28	48	64	08	00	41	04	55	
E600	0700	180	3E	45	11	11	05	44	29	4D	48	04	49	08	20	04	44	55	Colonne 3
		190	78	7E	01	15	45	14	44	42	44	40	40	2A	02	15	49	7C	
		1A0	00	00	00	14	7F	08	56	07	3E	3E	1C	3E	38	08	30	08	
		1B0	49	7F	49	49	12	45	49	09	49	49	36	3B	14	14	14	51	
		1C0	5D	09	49	41	41	49	09	41	08	7F	40	14	40	0C	08	41	
		1D0	09	51	19	49	7F	40	60	18	08	78	49	7F	08	7F	7F	40	
		1E0	0B	44	44	44	44	54	09	54	04	7D	44	10	7F	18	04	44	
		1F0	24	14	08	54	44	40	40	30	10	30	54	36	77	36	08	2A	
E680	0780	200	7F	40	29	21	05	38	2E	49	50	38	49	10	20	7C	3C	49	Colonne 4
		210	08	24	61	14	3C	15	3D	43	45	41	42	1C	02	12	41	12	
		220	00	00	03	7F	2A	64	20	00	41	00	2A	08	00	08	00	04	
		230	45	40	49	49	7F	45	49	05	49	29	00	00	22	14	08	09	
		240	55	09	49	41	41	49	09	51	08	41	40	22	40	02	10	41	
		250	09	21	29	49	01	40	18	20	14	04	45	41	10	00	02	40	
		260	00	3C	44	44	48	54	02	54	04	40	3D	28	40	04	04	44	
		270	24	7C	04	54	20	20	20	40	28	08	4C	41	00	08	10	55	
E700	0800	280	00	30	45	7D	79	44	10	30	60	40	3E	60	1C	02	04	41	Colonne 5
		290	04	18	5E	78	40	78	40	3C	38	3C	38	08	02	00	42	01	
		2A0	00	00	00	14	12	62	50	00	00	00	08	08	00	08	00	02	
		2B0	3E	00	46	36	10	39	30	03	36	1E	00	00	41	14	00	06	
		2C0	1E	7E	36	22	3E	41	01	72	7F	00	3F	41	40	7F	7F	3E	
		2D0	06	5E	46	32	01	3F	07	7F	63	03	43	41	20	00	04	40	
		2E0	00	40	38	20	7F	08	00	3C	78	00	00	44	00	78	78	38	
		2F0	18	40	04	20	00	7C	1C	3C	44	04	44	00	00	00	08	2A	

Figure 20. TABLES DE DECODAGE DES 128 caractères ASCII utilisées pour le programme de rafraîchissement du 6800, figure 6, du 8080A figure 7a, 7b et 10 et du contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP-2471. Les 128 caractères 5 × 7 décodés sont illustrés sur la fiche technique HDSP-247X



NOTE D'APPLICATIONS 1002

COMPOSANTS

Etude de la variation du rapport de transfert en courant dans les circuits équipés de photocoupleurs

Le problème du vieillissement des photocoupleurs

Le principal problème, permanent et souvent crucial, auquel se trouve confronté l'ingénieur qui utilise des photocoupleurs, est celui de la variation du rapport de transfert dans le temps : il se définit comme étant le rapport entre le courant en sortie du photocoupleur, I_O, et le courant d'entrée, I_F, de la DEL; il s'exprime en pourcentage d'une valeur précise du courant d'entrée. La modification du gain du photocoupleur dans le temps, ΔCTR^+, s'appelle dégradation du rapport de transfert. Ce changement doit être pris en compte, si le fonctionnement du système doit être garanti sur une longue période.

Les raisons du phénomène sont expliquées par la suite. De nombreuses études ont montré que le facteur déterminant réside dans la baisse du flux de photons émis par la DEL, d'où chute du CTR. Ce défaut, plus ou moins important, est inhérent aux photocoupleurs.

$$^+\Delta CTR = CTR_{final} - CTR_{initial} \qquad (1)$$

Ses causes

La dégradation du CTR a pour cause principale la baisse de rendement de la DEL. Son rendement quantique, η, défini comme le nombre de photons par électron, à courant d'entrée constant, décroît dans le temps. Le courant de la DEL est constitué de deux composantes : la première, due au courant de diffusion, la seconde au courant de recombinaison des charges d'espace :

$$I_F(V_F) = \underbrace{A\, e^{qV_F/kT}}_{\text{Diffusion}} + \underbrace{B\, e^{qV_F/2kT}}_{\text{Recombinaison des charges d'espace}} \qquad (2)$$

A et B sont indépendants de V_F, q est la charge de l'électron, k est la constante de Boltzmann, T la température en degrés Kelvin et V_F la tension directe de la DEL.

Le courant de diffusion représente le courant émetteur de lumière, le courant de recombinaison des charges d'espace n'étant pas émissif. Dans le temps, à V_F constant, le courant augmente du fait de l'augmentation de B. En d'autres termes, pour un courant total constant, si le courant de recombinaison des charges d'espace augmente par le fait de l'accroissement de B, le courant de diffusion, dont dépend l'émission de lumière, décroît. Les raisons de cet accroissement du courant de recombinaison des charges d'espace ne sont pas encore bien définies.

La réduction de la lumière émise lorsque la proportion de courant de recombinaison augmente, pour un courant I_F défini, est due à la fois à la densité du courant de jonction J et à la température de jonction T_J. Dans un photocoupleur déterminé, la densité de courant de l'émetteur dépend non seulement du courant nécessaire pour obtenir le courant de sortie désiré, mais encore de la géométrie de la jonction et de la résistance des régions P et N de la diode. Pour ces raisons, il est important de ne jamais faire fonctionner un photocoupleur avec des courants supérieurs à ceux indiqués par le fabricant. La température de la jonction dépend du boîtier, de la puissance dissipable et de la température ambiante. Comme la densité de courant, une forte température de jonction provoque un accroissement rapide de la proportion du courant de recombinaison.

Le calcul de la température de jonction et du détecteur intégré des photocoupleurs Hewlett-Packard se fait en résolvant les équations suivantes :

$$T_J = T_A + \theta_{JA}(V_F I_F) + \theta_{D\text{-}E}(V_o I_o + V_{cc} I_{cc})$$
$$T_D = T_A + \theta_{E\text{-}D}(V_F I_F) + \theta_{DA}(V_o I_o + V_{cc} I_{cc}) \qquad (3)$$

dans lesquelles T_J est la température de jonction de la DEL, T_D la température du détecteur intégré, T_A la température ambiante, θ_{JA} la résistance thermique jonction-ambiante, θ_{DA} la résitance thermique détecteur-ambiante avec $\theta_{JA} = \theta_{DA} = 370°C/W$. La résistance thermique détecteur-émetteur $\theta_{D\text{-}E}$ ou $\theta_{E\text{-}D} = 170°C/W$. V_F et I_F représentent la tension et le courant directs de la DEL, V_O et I_O la tension et le courant de l'étage de sortie, enfin V_{cc} et I_{cc} la tension et le courant d'alimentation du dispositif. Il est en général recommandé de maintenir $T_J \leqslant 125°C$.

Un exemple pratique permet de décrire plus concrètement les paramètres influençant le rapport de transfert en courant : le dispositif le plus simple et le plus commode pour mesurer les paramètres voulus est le 6N135, illustré figure 1. Tous les photocoupleurs peuvent être étudiés suivant ce principe, dans leur région linéaire. Le bloc diagramme de la figure 1 présente la relation existant entre le courant d'entrée I_F et le courant de sortie I_O. L'expression résultante est la suivante :

(4)

$$CTR = \frac{I_o}{I_F}(100\%) = K\ R\ \eta(I_F,t)\ \beta(I_P,t)$$

dans laquelle K représente le coefficient de transmission du parcours optique, considéré comme constant de même que R, sensibilité du photodétecteur, défini en électrons de photocourant par photon. η représente le rendement quantique de l'émetteur (photons émis par électron de courant d'entrée) qui dépend du niveau du courant à l'entrée I_F, et du temps. Enfin, le gain de l'amplificateur de sortie dépend de I_P (photocourant) et du temps. η et β varient en fonction de la température ambiante.

La variation normalisée du CTR à I_F constant peut s'exprimer par :

(5)

$$\frac{\Delta CTR}{CTR} = \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right)_{I_F} + \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right)_{I_F}\left(\frac{\partial \ln\beta}{\partial \ln I_P}\right)_t + \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)_{I_P}$$

en partant de l'équation (4).

Le premier terme $\Delta\eta/\eta$ représente l'élément principal de variation du CTR, ΔCTR, à cause des modifications relatives de rendement de l'émetteur, $\Delta\eta$ est en général négatif dans le temps. Ce changement influence dans de très fortes proportions le courant d'entrée, I_F, il sera étudié plus en détail par la suite. Le second terme $(\Delta\eta/\eta)\ I_F \cdot (\partial\ln\beta/\partial\ln I_P)_t$ représente l'effet secondaire du décalage, positif ou négatif, du point de fonctionnement de l'amplificateur dû au changement de rendement de l'émetteur. Le troisième terme $(\Delta\beta/\beta)\ I_P$ représente la variation positive ou négative du gain du transistor de sortie, il a en général une influence négligeable. Dans l'exemple K et R sont supposés constants.

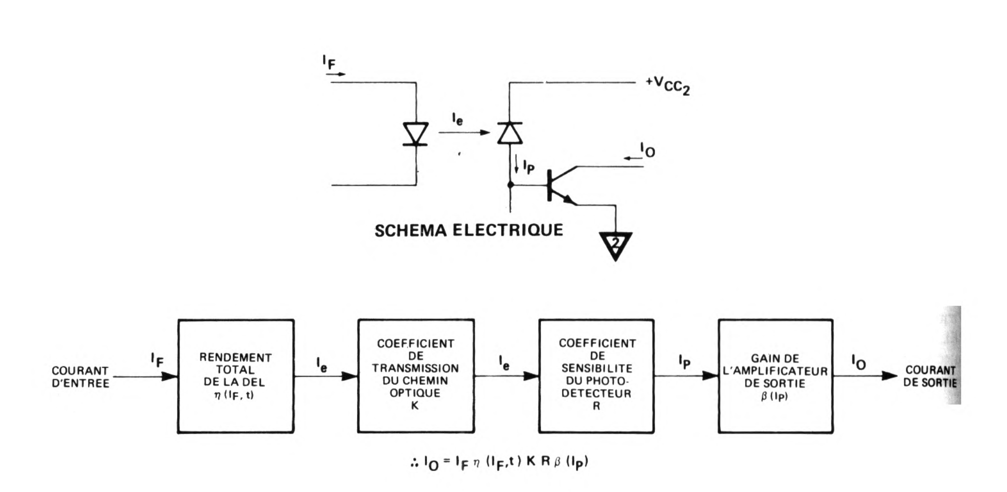


FIGURE 1 – Disposition des différents paramètres influençant le CTR d'un photocoupleur

Etude de la dégradation du CTR sur un exemple concret

La suite de ce chapitre décrit l'étude à laquelle s'est consacré Hewlett-Packard pour caractériser, sur un grand nombre d'échantillons, la dégradation du CTR. Les explications concernent au plus haut point les utilisateurs particulièrement intéressés par la fiabilité et le contrôle de qualité. A partir de données de base, les différentes équations nécessaires au calcul du CTR seront développées pour permettre la prévision de son pourcentage de variation dans le temps.

L'étude suivante est basée sur des essais réalisés sur 640 photocoupleurs 6N135 (figure 1), répartis en vingt lots de DEL 700 nm, au $GaAs_{0,7}P_{0,3}$, épitaxiées à différents stades, représentant donc plusieurs valeurs de dopage de type N et de pouvoir émissif. Le 6N135 permet de mesurer facilement la dégradation de l'émetteur par l'intermédiaire du changement en pourcentage du courant de photodiode $\Delta Ip/Ip$, comme du gain β de l'amplificateur de sortie, grâce à l'accès facile aux éléments concernés. Les différents groupes de photocoupleurs ont été soumis à différents échelons de contrainte, I_{FS}, de 0,6 - 7,5 - 25 et 40 mA. Les mesures du CTR ont été ensuite réalisées, en leur appliquant des courants de mesure, I_{FM}, de 0,5 - 1,6 - 7,5 - 25 et 40 mA aux temps t = 0 - 24 - 168 - 1000 - 2000 - 4000 et 10000 h.

Les observations les plus significatives ont été les suivantes : le résultat le plus important de l'étude du CTR est que ΔCTR varie en fonction du rapport I_{FS}/I_{FM} = R. Pour de fortes valeurs de R, la dégradation est plus importante que pour de faibles valeurs, I_{FS} restant du même ordre de grandeur. Cependant, la connaissance du rapport I_{FS}/I_{FM}, seul, n'est pas suffisante pour fournir une image complète de la dégradation car ΔCTR dépend également de la valeur absolue du courant de contrainte $|I_{FS}|$. Les éléments d'information qui suivent permettent de dériver les équations nécessaires à la prévision du CTR en fonction de I_{FS}, de I_{FM} et du temps.

Les courbes de la figure 2 donnent les valeurs moyenne et moyenne + 2σ de la dégradation de l'émetteur en fonction de R pour 1000, 4000 et 10000 heures de fonctionnement à 25°C. La dégradation s'accentue pour les valeurs de R les plus fortes.

Les courbes de la figure 2 peuvent être convertie pour donner le pourcentage de dégradation en fonction du temps à différentes valeurs de R. Ces nouvelles courbes, avec distribution moyenne et moyenne + 2σ sont illustrées figure 3 avec R = 1 et R = 50.

Les courbes obtenues à partir des distributions moyenne et moyenne + 2σ donnent l'expression très utile qui relie au temps la dégradation moyenne de l'efficacité de l'émetteur (le symbole «D» ne concerne que la dégradation du CTR provoquée par celle de l'émetteur, $\Delta\eta/\eta$ donc ΔCTR/CTR concerne la dégradation globale correspondant à l'équation (5)).

$$D_{\bar{x}} \text{ ou } D_{\bar{x}+2\sigma} \equiv \frac{-\Delta I_P}{I_P} = A_o R^{\alpha} t^{n(R)} \text{ pour } I_{FS} = \bar{I}_{FS} \text{ en \%} \qquad (6)$$

avec t en milliers d'heures. A_o et α différents pour la moyenne et la moyenne + 2σ. L'équation (6) représente la dégradation moyenne correspondant à une valeur spécifique de R et t, et un courant de contrainte I_{FS} moyen. La connaissance de I_{FS} et le courant de contrainte I_{FS} actuel peuvent être utilisés pour corriger D et donner la valeur exacte de I_{FS}, ceci sera démontré au cours de la résolution des équations (11) et (13). Les valeurs obtenues montrent que I_{FS}, croissant avec R, peut être représenté par :

$$\bar{I}_{FS}(R) = 14,13 + 9,06 \log_{10} R \quad , T_A = 25°C \qquad (7)$$

$$\bar{I}_{FS}(R) = 10,5 + 5,76 \log_{10} R \quad , T_A = 85°C \qquad (8)$$

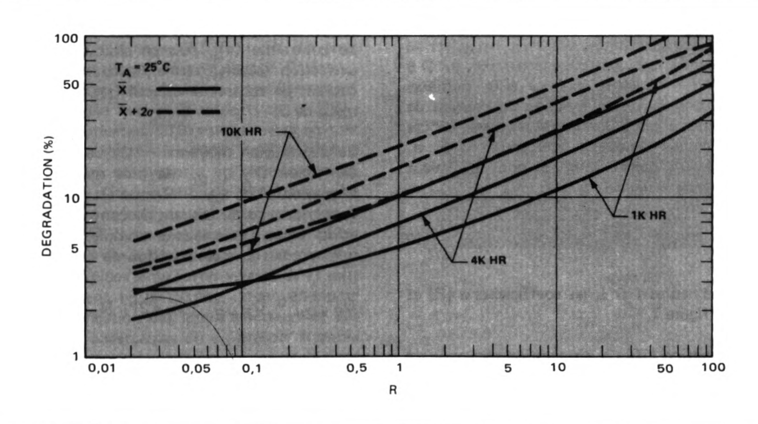


FIGURE 2 – Dégradation de l'émetteur en fonction de R (rapport du courant de contrainte - courant de mesure) après 1000, 4000 et 10000 heures, distribution moyenne et moyenne + 2 σ, à T_A = 25°C

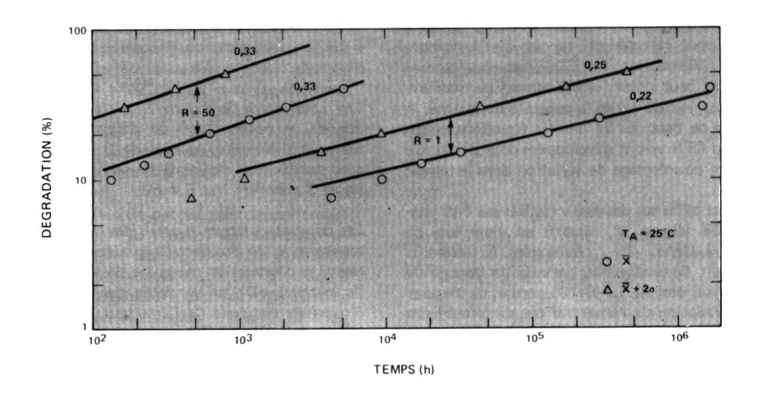


FIGURE 3 – Dégradation en fonction du temps avec R = 1 et R = 50 pour les distributions moyenne et moyenne + 2σ, à T_A = 25°C

Ces équations sont obtenues à partir de la mesure de la dégradation moyenne en fonction de I_{FS} à différentes époques.

L'expression de n (R) a été définie pour satisfaire à la relation :

$$n(R) = 0{,}0475 \log_{10} R + 0{,}25 \qquad (9)$$

A_o et α ont été déterminés à partir des valeurs de la dégradation en fonction de R, elles sont indiquées figure 7.

L'équation (6) donne la relation directe entre la dégradation moyenne D et le temps. Comme cela a été déjà dit, la grandeur du courant de contrainte détermine l'importance de la dégradation. Pour permettre d'évaluer les effets de $|I_{FS}|$, des observations empiriques ont été réalisées sur D à différents I_{FS} et à différentes époques pour plusieurs valeurs de R. La dégradation en fonction du courant de contrainte reste linéaire jusqu'à 40 mA. A partir de ces constatations, la variation moyenne, ou pente S (R, t), de D en fonction de I_{FS} dans le temps et pour une valeur quelconque de R, est de la forme :

$$S \equiv \frac{\partial D}{\partial I_{FS}} = \alpha(R) \log_{10} t + \beta(R) \quad \%/mA \qquad (10)$$

avec t en milliers d'heures (10^3), les coefficients α (R) et β (R) se retrouvent figure 7.

En partant de l'équation (10), la distribution moyenne de la dégradation, $D_{\bar{x}}$, peut être évaluée pour des valeurs quelconques de I_{FS}, de R et du t, à l'aide de la formule suivante :

$$D_{\bar{x}} = \bar{D}_{\bar{x}} + S\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \qquad (11)$$

et par substitution dans l'équation (6) :

$$D_{\bar{x}} = A_o R^{\alpha} t^{n(R)} + S\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \qquad (12)$$

avec $D_{\bar{x}}$ = dégradation moyenne au temps t (unité = 10^3 heures), correspondant au courant de contrainte I_{FS} donné par les équations (7) et (8); I_{FS} = courant de contrainte actuel et R = I_{FS}/I_{FM}; S = variation de la pente de D en fonction de I_{FS} dans le temps, résultant de l'équation (10); n (R) exposant de t est fourni par l'équation (9), A_o et α sont à rechercher dans le tableau de la figure 7.

L'équation (12) fournit la distribution moyenne de la dégradation en utilisant une valeur de dégradation D (premier terme) correspondant au rapport I_{FS}/I_{FM}, ou à un courant de contrainte I_{FS}, puis en ajoutant à D un facteur de correction (second terme), découlant de la grandeur du courant de contrainte effectif I_{FS}, limitent la dégradation réelle de D.

La distribution moyenne + 2σ de la dégradation a pour expression $D_{\bar{x}+2\sigma}$ (le plus mauvais cas), similaire à l'équation (12). La différence est due au fait que l'écart type σ dépend du courant de contrainte I_{FS}, du rapport R et du temps. Cette relation complexe a été déduite analytiquement des données pour fournir l'expression suivante :

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = \bar{D}_{\bar{x}+2\sigma} + [S + 2P]\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \qquad (13)$$

L'équation devenant alors :

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = A_o R^{\alpha} t^{n(R)} + [S + 2P]\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \qquad (14)$$

équation dans laquelle $D_{\bar{x}+2\sigma}$ est la dégradation corres-

pondant à la distribution x + 2σ correspondant du courant de contrainte I_{FS} des équations (7) et (8). Les valeurs de A_0 et de α sont fournies dans le tableau de la figure 7, colonnes x + 2σ. S, équation (10), donne la valeur du coefficient de correction à appliquer pour obtenir la valeur réelle de I_{FS} en fonction de I_{FS}. P, équation (15), est le nouveau terme fournissant la valeur du coefficient de correction des variations de σ en fonction de I_{FS}, R et t. Les coefficients (R), S (R) de P sont fournis figure 7.

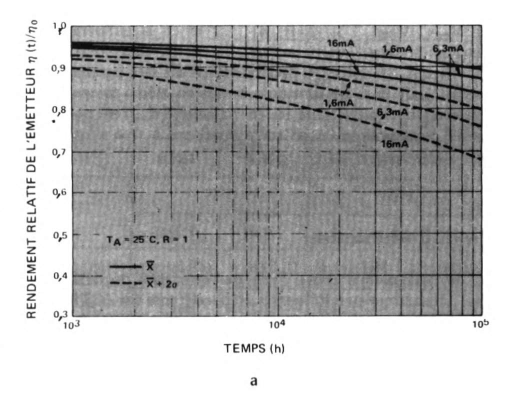
$$P = \gamma(R) \log_{10} t + \delta(R) \quad \%/mA \qquad (15)$$

avec t compté en milliers d'heures.

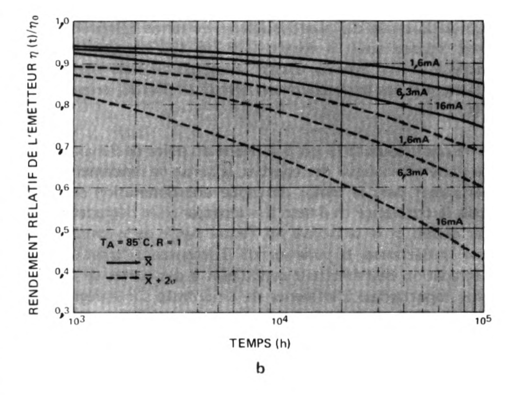
Les équations (11) et (13) ne sont précises que pour des valeurs de $I_{FS} \leqslant 40$ mA et de $R \leqslant 20$. Hors de ces valeurs, le modèle ne fournit pas une prévision de la dégradation aussi bonne. Il est donc nécessaire de vérifier si I_{FS} et R satisfont à ces conditions. Si I_{FS} et R dépassent ces limites, D sera en général supérieur à la dégradation réelle prévue, les fortes valeurs de S et P ne correspondant pas à la réalité. Le second terme des équations de dégradation n'a pas à être précisé, $\overline{I}_{FS}$ est très proche de la valeur réelle de I_{FS}, sinon, il doit être précisé pour obtenir la vraie dégradation de l'émetteur. Si $\overline{I}_{FS} < \overline{I}_{FS}$, la dégradation de $\underline{D}$ sera supérieure à la dégradation D, correspondant à $\overline{I}_{FS}$ et inversement si $\overline{I}_{FS} > \overline{I}_{FS}$. L'estimation rapide et approximative de la dégradation $\overline{D}$ est possible en se servant de la formule $\overline{D} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)}$ pour une valeur déterminée de R et pour $\alpha \approx 0{,}4$ et $n \approx 0{,}3$. La figure 4 donne les courbes des équations (11) et (13) obtenue pour les valeurs R = 1 et I_{FS} = 1,6 - 6,3 et 16 mA respectivement à $T_A = 25°C$ et $T_A = 85°C$. Ces courbes facilitent la recherche des valeurs approximatives de D pour les conditions spécifiques dans lesquelles elles ont été tracées. Elles correspondent aux conditions de fonctionnement préconisées pour les trois familles de photocoupleurs HP.

La discussion de la sécurité de fonctionnement et son interprétation à l'aide des équations du modèle sont particulières aux photocoupleurs 6N135 et 6N138 pour lesquels les DEL ont fonctionné en permanence, l'extrapolation des données pour une durée de fonctionnement supérieure étant supposée valable. D'autres types de DEL, ou des méthodes de fabrication différentes peuvent amener à d'autres résultats que ceux déterminés dans le présent chapitre. Ces expressions ne prennent en compte que les effets du premier terme, la dégradation de l'émetteur $\Delta\eta/\eta$, alors que les effets des termes suivants, réagissant sur la dégradation globale du CTR, ne sont étudiés qu'au chapitre suivant. Ces expressions de la dégradation permettent des essais beaucoup plus rapides si de fortes valeurs de R sont utilisées : elles fournissent, en particulier, un moyen rapide de sélectionner en fabrication des lots d'émetteurs et des valeurs de dégradation acceptables ou de prévoir la durée de vie escomptée des photocoupleurs dans des conditions spécifiques.

Il est très important de noter que la durée de vie totale d'un photocoupleur est plus grande que ne le prévoit la plus mauvaise distribution moyenne + 2σ. Plus précisément, les plus mauvais cas de dégradation indiqués figure 4a (25°C) et 4b (85°C) sont donnés pour un fonctionnement permanent du 6N135. La durée de vie réelle d'un photocoupleur est supérieure à ce qui est indiqué car la plupart des échantillons sont centrés autour de la distribution moyenne de la durée de vie. Ensuite, un photocoupleur fonctionne avec un facteur de forme différente de 100% dans la majorité des cas, 50% par exemple, son espoir de vie sera alors multiplié par deux; enfin, le fait qu'il soit monté sur un dispositif fonctionnant 2000 heures par an (8 heures par jour, 5 jours par semaine et 50 semaines par an) permet d'espérer un accroissement par 4,4 de sa durée de vie en terme d'années de vie utiles.



a



b

FIGURE 4 — Courbes du rendement relatif de l'émetteur en fonction du temps pour P = 1, $I_{FS} = I_{FM}$ = 1,6 - 6,3 et 16 mA valeurs de I_F préconisées respectivement pour les 6N138, 6N137 et 6N135.
Distributions moyenne et moyenne + 2σ à T_A = 25°C (a) et T_A = 85°C (b)

Les considérations concernant la durée de fonctionnement sont étroitement liées à la connaissance que peut avoir le concepteur de l'appareillage auquel le photocoupleur sera intégré. La durée de fonctionnement prévisible s'exprime, pour la dégradation maximale possible à un courant I_{FS} particulier, en utilisant les courbes des figures 4a et 4b, et l'expression suivante :

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}} \right] \left[\text{Facteur cyclique des données} \right] \left[\text{Facteur cyclique du système} \right] \quad (16)$$

Un autre facteur non négligeable doit être considéré : c'est le cas le plus défavorable dans lequel le photocoupleur risque d'être employé. Comme le montreront les exemples de montage, la combinaison la plus défavorable des variations de V_{cc1}, V_{cc2}, R_{in}, CTR, R_L, I_{IL} et de la température peut se présenter dans un laps de temps aussi long que 10^5 heures. Toutefois, la possibilité que ces sept paramètres varient tous dans un sens défavorable en même temps, est extrêmement faible. Une étude statistique d'un tel phénomène montrerait qu'il ne correspond pas à une situation représentative.

Termes d'ordre supérieur

Le terme de premier ordre, $\Delta\eta/\eta$, de l'effet de la dégradation de l'émetteur, a une influence prépondérante sur ΔCTR, ce qui a été montré précédemment. Cependant, l'étude des effets des termes d'ordres supérieurs a son utilité.

Dans l'étude du second terme de l'équation (5) $(\Delta\eta/\eta) I_F (\partial \ln\beta/\partial \ln I_P)t$, la dégradation de l'émetteur a déjà été étudiée. Il faut cependant noter que $(\partial \ln\beta/\partial \ln I_P)t$ entraîne le déplacement du point de fonctionnement de l'amplificateur de sortie du photocoupleur. Le terme $(\partial \ln\beta/\partial \ln I_P)$ peut s'écrire sous la forme $(1/2.3\beta)$ $(\partial\beta/\partial \log_{10} I_P)$ plus facile à utiliser avec les courbes typiques du β en fonction de $\log_{10} I_P$ des photocoupleurs 6B135 et 6N138, présentés figure 5a.

Si le photocourant I_P est à la droite du point de β maximal de l'une quelconque des courbes, la baisse de rendement de l'émetteur dans le temps provoque une diminution de I_P, mais la croissance de β tend à compenser cette dégradation. Par contre, si I_P se trouve sur l'autre partie de la courbe et que I_P décroisse, la variation de β accentuera l'effet de la dégradation de l'émetteur conduisant à des pertes de CTR plus importantes. L'influence de $\partial \ln\beta/\partial \ln I_P$ sur la dégradation du CTR est illustrée par les exemples suivants.

Considérons le photocoupleur 6N138, de la figure 5c, fonctionnant à I_F = 1,6 mA (valeur recommandée) à laquelle correspond un $I_P \approx$ 1,6 μA (la relation I_F et I_P pour les photocoupleurs HP correspond approximativement à un courant de photodiode de 1 μA, pour un courant d'entrée de 1 mA). Pour I_P = 1,6 μA, la pente de la courbe à V_{CE} = 5 V est égale à – 15000 et le gain β = 26000, d'où $\partial \ln\beta/\partial \ln I_P \approx$ – 0,25. Si par exemple, la dégradation de l'émetteur $\Delta\eta/\eta$ atteint – 10%, le terme de second ordre réduira la dégradation totale de façon non négligeable puisque :

$$\frac{\Delta CTR}{CTR} = \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right) + \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right)\left(\frac{\partial \ln\beta}{\partial \ln I_P}\right) + \ldots = -10\% + 2.5\% = -7,5\% \quad (17)$$

Cette amélioration correspond bien aux prévisions lorsque I_P est à droite du β maximal. Concrètement pour I_F = 4 mA ou $I_P \approx$ 4 μA, le terme $\partial \ln\beta/\partial \ln I_P$ = – 0,8, et si $\Delta\eta/\eta$ = – 10% comme ci-dessus, on obtiendra un ΔCTR/CTR = – 2% compensant presque en fait la dégradation de l'émetteur.

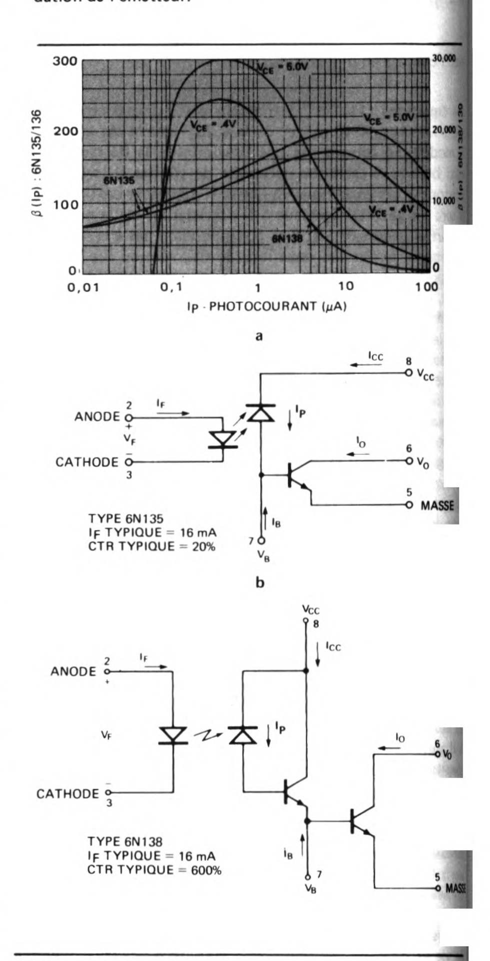
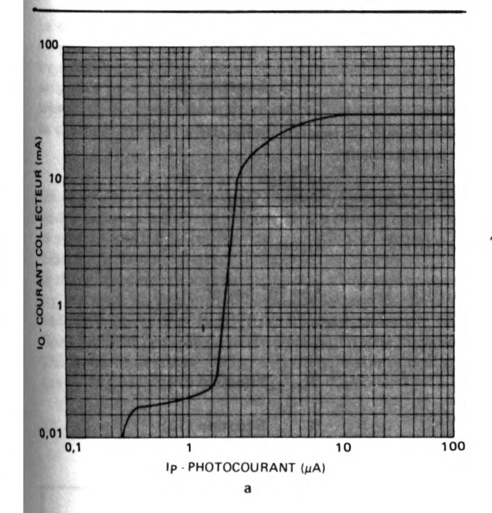


FIGURE 5 — (a) Gain β en courant continu en fonction du photocourant Ip avec photocoupleurs 6N135 et 6N138. Valeurs et courbes typiques de I_F et du CTR des photocoupleurs HP. (b) 6N135. (c) 6N138

La figure 5b illustre un photocoupleur 6N135 fonctionnant à I_F = 10 mA ou $I_P \approx 10\ \mu A$, valeurs correspondant au point où β est maximal sur la courbe V_{CE} = 0,4 V; la pente est égale à zéro et la dégradation totale du CTR est pratiquement égale à celle de l'émetteur.

Le troisième terme de l'équation (5), $(\Delta\beta/\beta)I_P$ peut avoir une influence dans le temps. A I_P constant, β ne variera en plus ou en moins que de quelques % sur 10000 heures. Cette variation est si faible que ce terme peut être négligé.

Sur les photocoupleurs possédant un amplificateur de sortie comme le 6N137, qui se commute brusquement lorsque le seuil d'entrée en courant est atteint, la dégradation de l'émetteur se détermine à partir des équations (11) et (13). Le courant I_F initial peut être déterminé pour maintenir un courant de garde suffisant pour donner à I_P une valeur permettant de déclencher l'amplificateur. Le moyen de déterminer la valeur de I_F initial, pour que les photocoupleurs HF fonctionnent correctement, est indiqué dans les exemples traités.



a

I_F I_{CC} V_{CC} 8 I_P I_O V_O 6 V_F 2 3 MASSE 5 I_E 7 V_E

TYPE 6N137
I_F TYPIQUE = 6,3 mA
CTR TYPIQUE = 700%

b

FIGURE 6 – Photocoupleur 6N137. (a) Courant de sortie I_O en fonction du photocourant I_P. (b) Schéma de principe et valeurs typiques de I_F et du CTR

	25°C		85°C			
	$\overline{X}$	$\overline{X} + 2\sigma$	$\overline{X}$		$\overline{X} + 2\sigma$	
			R<6	6≤R	R<8	8≤R
A_0	4,95	9,7	6,8	5	15	11
α	0,388	0,428	0,302	0,467	0,284	0,430
	25°C		85°C			
	R≤1	R≥1	R≤1		R≥1	
α (R)	$0{,}19R^{0,052}$	$0{,}19R^{0,32}$	$0{,}32R^{0,08}$		$0{,}32R^{0,30}$	
β (R)	0,055	$0{,}055R^{0,68}$	$0{,}11R^{0,25}$		$0{,}11R^{0,65}$	
	25°C		85°C			
γ (R)	$0{,}063R^{0,30}$		$0{,}154R^{0,26}$			
δ (R)	$0{,}081R^{0,38}$		$0{,}196R^{0,39}$			

FIGURE 7 – Tableau des coefficients

Principe de calcul de la dégradation du CTR

1. Spécifier I_{FS}, I_{FM}

2. Déterminer $R = I_{FS}/I_{FM} \leqslant 20$, $I_{FS} \leqslant 40$ mA — pour que les équations (11) et (13) soient valables

3. Calculer une première approximation de la dégradation

$$\bar{D}_{\bar{x}} \text{ ou } \bar{x} + 2\sigma = A_o R^{\alpha} t^{n} \quad (\%)$$

avec $\alpha \approx 0,4$, A_o (Figure 7)
$n \approx 0,3$, t en 10^3 heures
(D correspond à I_{FS})

4. Calculer

$$\bar{I}_{FS} = \begin{cases} 14,13 + 9,06 \log_{10} R \text{ à } 25°C & \text{Equation (7)} \\ 10,5 + 5,76 \log_{10} R \text{ à } 85°C & \text{Equation (8)} \end{cases}$$

Si $I_{FS} \approx \bar{I}_{FS}$, passer l'étape 6 et ne pas calculer les seconds termes des équations (11) et 13) qui s'annulent pratiquement

5. Calculer $n(R) = 0,0475 \log_{10} R + 0,25$

6. Calculer

$$S = \alpha(R) \log_{10} t + \beta(R) \qquad \alpha(R), \beta(R) \quad \text{Figure 7}$$

$$P = \gamma(R) \log_{10} t + \delta(R) \qquad \gamma(R), \delta(R) \quad \text{t en } 10^3 \text{ heures}$$

7. Calculer la dégradation moyenne et moyenne $+ 2\sigma$

$$D_{\bar{x}} = A_o R^{\alpha} t^{n(R)} + S\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \qquad \% \qquad \text{Equation (11)}$$

$$D_{\bar{x} + 2\sigma} = A_o R^{\alpha} t^{n(R)} + [S + 2P]\,[I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \qquad \% \qquad \text{Equation (13)}$$

(A_o, α relevés sur le tableau de la figure 7, t en 10^3 heures)

8 Déterminer la pente pour pouvoir calculer les effets du second terme

$$\frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P} = \frac{1}{2,3\beta} \frac{\partial \beta}{\partial \log_{10} I_P}$$

Figure 5a : Courbes typiques des photocoupleurs HP, pour lesquels on admet que $I_F = 1$ mA $\Rightarrow I_P \approx 1\ \mu$A

9a. Dégradation totale du CTR pour une distribution moyenne

$$\frac{\Delta CTR}{CTR} = D_{\bar{x}} + D_{\bar{x}} \frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P}$$

9b. Dégradation totale du CTR pour une distribution moyenne $+ 2\sigma$

$$\frac{\Delta CTR}{CTR} = D_{\bar{x} + 2\sigma} + D_{\bar{x} + 2\sigma} \frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P}$$

Applications pratiques

Les photocoupleurs sont d'un emploi courant comme interface en logique numérique. Les explications suivantes fournissent le moyen de conserver les performances initiales à long terme et de tenir compte des impératifs pratiques du système qui accompagne le photocoupleur. Les éléments importants dont il faut tenir compte sont les suivants : le débit des données, le type de circuits logiques utilisés, les variations de la tension d'alimentation, la tolérance sur les composants, la température de fonctionnement et enfin l'espérance de vie du système.

Le débit des données doit être considéré comme le critère principal de choix du photocoupleur. La figure 9 indique les caractéristiques en vitesse de quatre modèles de photocoupleurs pour des courants de DEL, I_F, déterminés. Ce tableau et la connaissance du débit du système permettent de choisir le meilleur photocoupleur.

Un exemple d'interface par photocoupleur, entre deux portes logiques est illustré figure 8. Un niveau logique bas se produit lorsque le courant de saturation en sortie I_O est supérieur à la combinaison du courant de source à travers la résistance de charge et du courant à niveau logique bas, I_{IL}, de la porte intermédiaire. En combinant les spécifications de la figure 9 et le CTR minimal correspondant de la figure 10, il est possible de déterminer à partir de l'équation (20) la valeur de départ de I_F. Le critère impératif doit être que $I_O \geqslant I_{IL} + I_R$ à la tension V_{IL} spécifié figure 11.

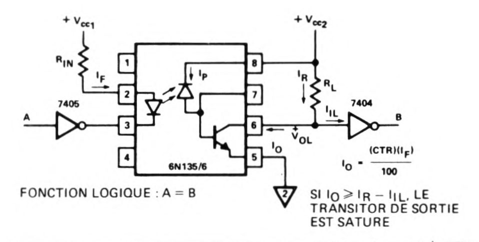


FIGURE 8 — Circuit classique d'interface logique par photocoupleur

$$I_{F\,(MIN)} = \frac{V_{cc1\,(MIN)} - V_{F\,(MAX)} - V_{OL}}{R_{in\,(MAX)}} \quad (18)$$

$$I_{F\,(MAX)} = \frac{V_{cc1\,(MAX)} - V_{F\,(MIN)} - V_{OL}}{R_{in\,(MIN)}} \quad (19)$$

$$I_F = \frac{I_o \times 100}{CTR(MIN)} \quad (20)$$

$$R_{in} = \frac{V_{cc1} - V_F - V_{OL}}{I_F} \quad (21)$$

TYPE DE PHOTOCOUPLEUR	DEBIT DES DONNEES RZ (BITS/S)	COURANT D'ENTREE (I_F)						
		0,5mA	1mA	1,6mA	7,5mA	10mA	12mA	16mA
6N135/6 TRANSISTOR (ANODE 2, CATHODE 3, 8 Vcc, 7 VB, 6 VO, 5 GND)	MIN							333k
	TYP							2M
6N138/9 DARLINGTON A CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE (ANODE 2, CATHODE 3, 8 Vcc, 7 VB, 6 VO, 5 GND)	MIN	12k		22k			125k	
	TYP	100k		200k			840k	
4N45/6 DARLINGTON (ANODE 1, CATHODE 2, 6 VB, 5 VO, 4 GND)	MIN					1,8k		
	TYP		640			6,5k		
6N137 PORTE COUPLEE OPTIQUEMENT (ANODE 2, CATHODE 3, 8 Vcc, 7 VE, 6 VOUT, 5 GND)	MIN				6,7M			
	TYP				10M			

FIGURE 9 — Spécifications en vitesse de quelques photocoupleurs

TYPE DE PHOTOCOUPLEUR		% CTR à I_F = (mA)						TEMP °C	V_{OL}
		0,5	1	1,6	5	10	16		
TRANSISTOR	6N135						7	25	0,4
	6N136						19		
DARLINGTON A BASE ACCESSIBLE	6N138		300					0–70	0,4
	6N139	400	500					0–70	0,4
DARLINGTON	4N45		250			200		0–70	1,0
	4N46	350	500			200		0–70	1,0
PORTE COUPLEE OPTIQUEMENT	6N137				400			0–70	0,6

FIGURE 10 – CTR minimal des photocoupleurs

L'équation (21) permet de calculer la valeur typique de R_{in} à partir du courant I_F choisi et de la tension de sortie à l'état logique bas, V_{OL}, de la porte de commande. La tension V_{OL} de la porte logique est indiquée figure 11. L'étape suivante consiste à définir la valeur du courant d'entrée, I_F, de la DEL dans le cas le plus défavorable, découlant des tolérances sur la résistance de limitation du courant, R_{in}, et sur la tension d'alimentation, V_{cc1}. Les conditions d'obtention de $I_{F(MIN)}$ et du CTR(MIN) initial sont alors utilisées pour déterminer la valeur la plus défavorable de $I_{o(MIN)}$. Inversement, la dégradation maximale du CTR aura lieu lorsque la DEL sera alimentée sous un courant de contrainte égal à $I_{F(MAX)}$, qui servira ainsi à déterminer le plus mauvais cas de dégradation du photocoupleur, calculé à partir de l'équation (19).

Les variations du CTR à partir de sa valeur initiale (t = 0) jusqu'à sa valeur finale à une certaine époque future se compense par le choix de R_L qui doit être compatible avec $I_{o(MIN)} - mI_{IL}$ lorsque le système est définitivement dégradé. L'équation (22) permet de calculer ce cas le plus défavorable.

$$R_{L\,(MIN)} \geq \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OL}}{\left[\frac{I_{F(MIN)} \cdot CTR(MIN) \cdot 1 - \left(\frac{D_{\overline{x}} + 2\sigma}{100}\right)}{100} - mI_{IL}\right]} \qquad (22)$$

$D_{\overline{x}} + 2\sigma$ = le plus mauvais de dégradation du CTR

Le choix de la valeur maximale de R_L est également important du fait que c'est elle qui permet à la tension collecteur, V_{IH}, d'atteindre le niveau logique 1, pour I_{OH} maximum en sortie du photocoupleur, et I_{IH} maximum de la porte intermédiaire.

$$R_{L\,(MAX)} \leq \frac{V_{cc2\,(MIN)} - V_{IH}}{I_{OH\,(MAX)} + m\,I_{IH}} \qquad (23)$$

Le compromis consiste à choisir R_L entre $R_{L(MIN)}$ et $R_{L(MAX)}$. Comme dans tout système logique à collecteur ouvert, T_{PLH} croît avec R_L. Inversement, lorsque R_L est supérieur à $R_{L(MIN)}$, on obtient une certaine protection entre $I_{o(MIN)}$ et $I_{IL} + I_R$: le sens du compromis dépend ici uniquement du concepteur, seul apte à juger des performances souhaitées.

Les exemples suivants ont été résolus en se basant sur les coefficients relevés figure 7 et la résolution des équations (11) et (13). Ils illustrent la marche à suivre dans l'étude d'un système à photocoupleur en présence d'une dégradation moyenne et moyenne + 2σ du CTR.

TYPES	I_{IL}	V_{IL}	I_{IH}	V_{IH}	I_{OL}	V_{OL}	I_{OH}	V_{OH}
74S	– 2 mA	0,8 V	50 µA	2 V	20 mA	0,5V	– 1000 µA	2,7 V
74H	– 2 mA	0,8 V	50 µA	2 V	20 mA	0,4 V	– 500 µA	2,4 V
74	– 1,6 mA	0,8 V	40 µA	2 V	16 mA	0,4 V	– 400 µA	2,4 V
74LS	– 0,36 mA	0,8 V	20 µA	2 V	8 mA	0,5 V	– 400 µA	2,7 V
74L	– 0,18 mA	0,7 V	10 µA	2 V	3,6 mA	0,4 V	– 200 µA	2,4 V

FIGURE 11 – Paramètres des différents types de circuits logiques TTL

Exemple 1.

Spécifications du système

Vitesse des données	20 k bits NRZ
Circuits logiques	TTL standard
Alimentations 1 et 2	5 V ± 5%
Tolérance sur les composants	± 5%
Température de fonctionnement	0 à + 70°C
Durée de vie désirée	350.10^3 h (40 ans) pour une utilisation à 50% et un rapport cyclique de 50%

Spécifications de l'interface

Photocoupleur 6N139

$CTR(MIN)$ = 500% à I_F = 1,6 mA
$V_{OL(MAX)}$ = 0,4 V à I_F = 1,6 mA
$I_{OH(MAX)}$ = 250 μA à V_{cc2} = 7 V
$V_{F(MAX)}$ = 1,7 V à I_F = 1,6 mA
$V_{F(MIN)}$ = 1,4 V à I_F = 1,6 mA
$V_{F(TYP)}$ = 1,6 V à I_F = 1,6 mA

Logique TTL standard

I_{IL} = 1,6 mA	I_{IH} = 40 μA
V_{IL} = 0,8 V	V_{IH} = 2 V
I_{OL} = 16 mA	I_{OH} = 400 μA
V_{OL} = 0,4 V	V_{OH} = 2,4 V

1. **Calcul de $R_{in\ (TYP)}$**

$$R_{in} = \frac{V_{cc1} - V_{F\ (TYP)} - V_{OL}}{I_{F\ (TYP)}} \qquad (24)$$

$$R_{in} = \frac{5{,}0 - 1{,}6 - 0{,}4}{1{,}6 \times 10^{-3}} = 1{,}87 k\Omega, \text{ choisir } 1{,}8\ k\Omega \pm 5\%$$

$R_{(MIN)} = 1710\Omega$
$R_{(MAX)} = 1890\Omega$

2. **Calcul de $I_{F\ (MIN)}$**

$$I_{F\ (MIN)} = \frac{V_{cc1\ (MIN)} - V_{F\ (MAX)} - V_{OL}}{R_{in\ (MAX)}} \qquad (25)$$

$$I_{F\ (MIN)} = \frac{4{,}75 - 1{,}7 - 0{,}4}{1890\Omega} = 1{,}4 \text{ mA}$$

3. **Calcul de $I_{F\ (MAX)}$**

$$I_{F\ (MAX)} = \frac{V_{cc1\ (MAX)} - V_{F\ (MIN)} - V_{OL}}{R_{in\ (MIN)}} \qquad (26)$$

$$I_{F\ (MAX)} = \frac{5{,}25 - 1{,}4 - 0{,}4}{1710\Omega} = 2{,}02 \text{ mA}$$

4. **Calcul du temps de fonctionnement effectif de la DEL**

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}}\right]\left[\text{Facteur cyclique des données}\right]\left[\text{Facteur cyclique du système}\right]$$

$= (40 \text{ ans} \times 8{,}76.10^3 \text{ h/an})\ (50\%)\ (50\%)$

$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = 87{,}60.10^3$ h

5. **Déterminer la dégradation moyenne et moyenne + 2σ du CTR à $I_{F(MAX)}$ pour le temps effectif de fonctionnement, soit en extrapolant à partir de la figure 4, soit par le calcul en suivant la marche suivante**

5a. **Calculer $D_{\bar{x}}$**

$$D_{\bar{x}} = A_o t^{0,25} + S\ (I_{FS} - \bar{I}_{FS}) \qquad (27)$$

$$D_{\bar{x}} = 4{,}95 t_{(k\ h)}^{0,25} + (0{,}186 \log t_{(k\ h)} + 0{,}055$$

$$[I_{F\ (MAX)} - 14{,}13 \text{ mA}]$$

$$D_{\bar{x}} = 4{,}95\ (87{,}6)^{0,25} + (0{,}186 \log 87{,}6 + 0{,}055$$

$$(2{,}02 \text{ mA} - 14{,}13 \text{ mA})$$

$$D_{\bar{x}} = 10{,}10\%$$

5b. **Calculer $\bar{D}_{\bar{x}} + 2\sigma$**

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = A_o t^{0,25} + (S + 2P)\ (I_{FS} + \bar{I}_{FS}) \qquad (28)$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = 9{,}7 t_{(k\ h)}^{0,25} + [\ 2\ (0{,}063 \log t_{k\ h}) + 0{,}081)$$

$$+ (0{,}186 \log t_{(k\,h)} + 0{,}055)\,]$$

$$\times\,[I_{F\,(MAX)} - 14{,}13\text{ mA}]$$

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = 9{,}7\,(87{,}6)^{0{,}25} + [\,2\,(0{,}063 \log 87{,}6 + 0{,}081)$$

$$+ (0{,}186 \log 87{,}6 + 0{,}055)\,]$$

$$\times\,[2{,}02\text{ mA} - 14{,}13\text{ mA}]$$

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = 19{,}71\%$$

6. Marge de sécurité

Il est souvent avantageux d'ajouter une marge de sécurité aux conditions de fonctionnement établies précédemment, 5% de mieux est une valeur suffisante pour conserver toutes les garanties possibles.

$$D_{\bar{x}+2\sigma} + 5\% = 24{,}71\%$$

7. Choix de $R_{L(MIN)}$ pour conserver une marge de sécurité dans le plus mauvais cas

$$D_{\bar{x}+2\sigma} + 5\% \quad , \; m = 1$$

(22)

$$R_{L(MIN)} \geqslant \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OL}}{\dfrac{I_{F(MIN)} \cdot CTR_{(MIN)} \cdot 1 - \left(\dfrac{D_{\bar{x}+2\sigma} + 5\%}{100}\right)}{100} - mI_{IL}}$$

$$R_{L(MIN)} \geqslant \frac{5{,}25 - .4}{\dfrac{1{,}4 \times 10^{-3} \cdot 500\% \cdot 1 - \left(\dfrac{24{,}71\%}{100}\right)}{100} - 1\;1{,}6\text{ mA}}$$

$$R_{L\,(MIN)} = 1{,}32\text{k}\Omega$$

8. Calcul de $R_{L\,(MAX)}$

$$R_{L\,(MAX)} \leqslant \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OL}}{I_{OH\,(MAX)} + mI_{IH}} \qquad (29)$$

$$R_{L\,(MAX)} \leqslant \frac{4{,}75 - 2{,}4}{250\mu A + 40\mu A} = 8{,}1\text{k}$$

La valeur de R_L est donc comprise entre 1,32 et 8,1 kΩ. Sa valeur intéressante est celle qui correspond à la résistance d'alimentation qui permet à la fois d'avoir les performances de vitesse requise et une marge de sécurité améliorée sur I_o : ceci amène donc à choisir une valeur proche de $R_{L(MIN)}$ ou de $R_{L(MAX)}$ suivant qu'il faut favoriser la vitesse ou la marge de sécurité. Dans le présent exemple, la durée de vie a priorité sur la vitesse, relativement faible, exigée du photocoupleur.

La marge de sécurité supplémentaire de 5% sur $D_{\bar{x}+2\sigma}$ ajoutée précédemment donne en fin de durée de vie un pourcentage réel sur la différence entre $I_{OL(MAX)}$ et $I_{o(MIN)}$ de :

(30)

$$I_{o\,(MIN)} = \frac{CTR_{(MIN)} \cdot I_{F\,(MIN)} \cdot 1 - \left(\dfrac{D_{\bar{x}+2\sigma}}{100}\right)}{100}$$

(31)

$$I_{OL\,(MAX)} = \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OL}}{R_{L\,(TYP-5\%)}} + m|I_{IL}|$$

$$\text{Marge de sécurité en \%} = \left[1 - \frac{I_{OL\,(MAX)}}{I_{o\,(MIN)}}\right] \times 100 \qquad (32)$$

Dans l'exemple, la marge de sécurité supplémentaire sur I_o provient du choix de R_L plus grand que $R_{L(MIN)}$ (étapes 9, 10 et 11 suivantes).

9. Calcul de $I_{o\,(MIN)}$ en fin de vie

$$I_{o\,(MIN)} = \frac{500\% \cdot 1{,}4\text{ mA} \cdot \left(1 - \dfrac{19{,}17\%}{100}\right)}{100} = 5{,}65\text{ mA}$$

10. Calcul de $I_{OL(MAX)}$ dans le cas où $I_{R(MAX)} + I_{IL}$ est le plus défavorable

(33)

$$I_{OL\,(MAX)} = \frac{5{,}25 - 0{,}4}{3{,}13\text{k}\Omega} + 1{,}6\text{ mA} = 3{,}14\text{ mA}$$

11. Marge de sécurité en %

$$\% = 1 - \frac{3{,}14\text{ mA}}{5{,}65\text{ mA}}\;100 = 44{,}4\% \qquad (34)$$

Ainsi en circuit d'interface donne une marge de sécurité sur I_O de 44,4%, supérieure aux 19,71% nécessaires à la compensation de la dégradation du CTR, après $86,7.10^3$ h de fonctionnement sous un courant $I_{F(MAX)}$ de 2 mA. Cette marge de sécurité résulte du choix de la valeur de R_L = 3,3 kΩ), supérieure à la valeur minimale possible pour obtenir la marge de sécurité calculée en 6 (étape).

Exemple 2.

Spécifications du système

Vitesse des données	250 k bits NRZ
Circuits logiques	TTL à LSTTL
Alimentations 1 et 2	5 V ± 5%
Tolérance sur les composants	± 5%
Température de fonctionnement	+ 25°C
Durée de vie désirée	175.10^3 h (20 ans) coefficient d'utilisation 50%, facteur de forme des données 50%

Spécifications de l'interface

Photocoupleur 6N136

CTR(MIN)	= 19% à I_F = 16 mA
V_{OL}	= 0,4 V
I_{OH}	= 500 nA à V_{cc2} = 5 V
$V_{F(TYP)}$	= 1,6 V à I_F = 16 mA
$V_{F(MIN)}$	= 1,5 V à I_F = 16 mA
$V_{F(MAX)}$	= 1,7 V à I_F = 16 mA

Logique LSTTL

I_{IL}	= 0,36 mA	I_{OL}	= 8 mA
V_{IL}	= 0,8 V	V_{OL}	= 0,5 V
I_{IH}	= 40 µA	I_{OH}	= 400 µA
V_{IH}	= 2 V	V_{OH}	= 2,7 V

La vitesse des données demande, après consultation du tableau de la figure 9, que le 6N136 fonctionne sans un courant $I_{F(TYP)}$ de 16 mA. En procédant à l'analyse du cas le plus défavorable en douze étapes, il est facile de déterminer les valeurs de R_{in}, de R_L et de la marge de sécurité sur I_O en fin de durée de vie.

1. **R_{in} = 187Ω, choisir 180Ω ± 5%**
   $R_{L\ (MIN)}$ = 179Ω
   $R_{L\ (MAX)}$ = 189Ω

2. **$I_{F\ (MIN)}$ = 14,02 mA**

3. **$I_{F\ (MAX)}$ = 19 mA**

4. **Durée de vie du système**

   t = 43,8k h

5. **$D_{\bar{x}}$ et $D_{\bar{x}+2\sigma}$ pour $I_{F\ (MAX)}$ pour 19 mA**

   par calcul ou en se reportant à la figure 4

   $D_{\bar{x}}$ = 14,5% } **43,8k h**

   $D_{\bar{x}+2\sigma}$ = 28,5% } **durée de vie effective**

6. **Marge de 5% ajoutée par le concepteur**

   $D_{\bar{x}+2\sigma}$ + 5% = 33,5%

7. **Choix de R_L pour avoir une marge $D_{\bar{x}+2\sigma}$ + 5%**

   $R_{L\ (MIN)}$ = 3,44kΩ

8. **$R_{L\ (MAX)}$ = 50kΩ**

9. **$R_{L\ (TYP)}$ = 5,1kΩ ± 5%, $R_{L\ (TYP-5\%)}$**

   = 4,84kΩ, $R_{L\ (MAX+5\%)}$

   = 5,35kΩ

10. **$I_{o\ (MIN)}$ en fin de vie**

    $I_{o\ (MIN)}$ = 1,5 mA

11. **$I_{OL\ (MAX)}$ = 1,36 mA**

12. **Marge de sécurité en % sur $I_{o\ (MIN)}$ = 9,3%**

Exemple 3.

Si une utilisation particulière exige une limite à la dégradation maximale tolérable pendant la durée de vie du système, la valeur optimale de $I_{F(TYP)}$ peut être relevée sur l'une des courbes de la figure 12. Par exemple, si la dégradation maximale acceptable $D_{\bar{x}+2\sigma}$ ne doit pas dépasser 40% et que la durée de vie en fonctionnement effectif doit être de 400.10^3 heures, la courbe indique que $I_{F(TYP)}$ doit être égal ou inférieur à 10 mA. 400.10^3 heures de fonctionnement avec un facteur de forme de 100%, comme c'est le cas sur les équipements de commutation téléphonique, représentent 45 ans de fonctionnement.

Lorsque l'on utilise un 6N139 à amplificateur Darlington pour interfacer une porte logique LSTTL avec les spécifications ci-dessus, la résistance d'alimentation du collecteur peut atteindre une valeur aussi basse que 160 Ω. En utilisant une résistance R_L de 1 kΩ, ce photocoupleur possèdera en fin de vie une marge de sécurité supplémentaire de 81,8%. L'analyse du cas le plus défavorable montre bien que le choix judicieux de R_L permet d'atteindre des performances de rapport de transfert en courant dépassant de loin les exigences normales du MTBF de la plupart des équipements commerciaux.

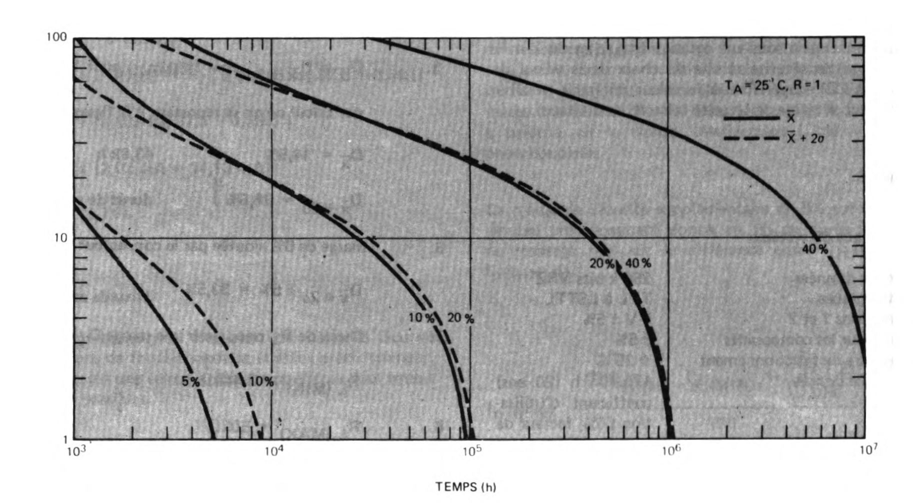


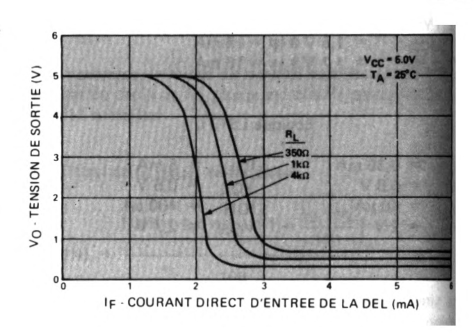
FIGURE 12 — Courant de contrainte (I_{FS}) en fonction du temps et du pourcentage de dégradation

Remarques sur les portes couplées optiquement

Les données dont le débit se trouve dans la gamme des négatifs peuvent être transmises par les photocoupleurs. Les trois familles mentionnées en premier, figure 9, ne sont pas aptes à une telle interface, alors que le 6N137 peut fonctionner jusqu'à 10 MHz. Il diffère des photocoupleurs à transistor ou à Darlington par le fait que la relation de transfert I_F - I_o n'est pas linéaire, comme le montrent les courbes de la figure 13. Cette relation dépend du niveau de seuil minimal du courant de DEL, I_{Fth}, nécessaire pour faire débiter le transistor de sortie à travers la résistance d'alimentation et la porte. Au fur et à mesure que la DEL se dégrade, la valeur de I_{Fth} doit augmenter pour produire le même courant, détecté par la photodiode, nécessaire au déclenchement de la porte de sortie.

Dans les exemples précédents, l'étude du plus mauvais cas et de la marge de sécurité était basée sur celle du courant collecteur de sortie, I_o, alors que pour les portes couplées optiquement, elle concerne le courant initial de I_F qui doit, au bout du temps importé, fournir le courant nécessaire pour atteindre le seuil permettant à la porte de changer d'état.

Le calcul approché du courant I_F, nécessaire au fonctionnement de la DEL dans le cas le plus défavorable de la dégradation, est réalisé en appliquant une marge de sécurité au courant d'entrée minimal garanti, I_{FH}, pour un courant I_{OL} et une tension V_{OL} d'interface spécifiés. L'équation (35) donne la relation qui existe entre I_P et I_F sur le 6N137.



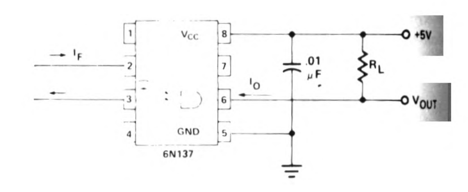


FIGURE 13 — Caractéristiques d'entrée-sortie du 6N137

$I_P \propto (I_F)^n$, où $1,1 \leqslant n \leqslant 1,3$ (35)

En admettant que la marge de sécurité appliquée à la valeur initiale de I_F entraîne une marge de sécurité sur I_P, il en résulte l'équation (36) :

$$\left[1 - \frac{D_{\bar{x}+2\sigma}}{100}\right] = \left[\frac{I_{PH}}{I_P}\right] = \left[\frac{I_{FH}}{I_F}\right]^n \quad (36)$$

d'où

$$I_F = \frac{I_{FH}}{\left[1 - \frac{D_{\bar{x}+2\sigma}}{100}\right]^n} \quad (37)$$

Les exemples précédents ont montré que le premier terme de l'équation permettant le calcul de $D_{\bar{x}+2\sigma}$, c'est-à-dire, $A_0 R^{\alpha} t^{n(R)}$, $(9,7\ t_{(k\ h)}{}^{0,25})$, prédominait dans la détermination de la valeur de la dégradation la plus favorable. Or, il ne contient pas d'élément dépendant de I_F, ce qui permet d'avoir une approximation de la dégradation de la DEL dans le plus mauvais cas en relation directe avec le temps de fonctionnement souhaité. Cette valeur initiale de $D_{\bar{x}+2\sigma}$ est utilisée dans l'équation (37) pour calculer la valeur initiale de I_F. A partir de celle-ci l'équation (28) permet un calcul plus précis de la valeur de la dégradation.

L'exemple suivant illustre cette méthode.

Exemple 4.

Spécifications du système

Vitesses des données	6 MHz, NRZ
Circuits logiques	LSTTL à TTL
Alimentations 1 et 2	5 V ± 5%
Tolérances sur les composants	± 5%
Température de fonctionnement	0 à + 70°C
Durée de vie désirée	203.10^3 h (23 ans) coefficient d'utilisation 50%, facteur de forme des données 50%

1. **Calcul du temps de fonctionnement réel de la DEL**

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}}\right]\left[\text{Facteur cyclique des données}\right]\left[\text{Facteur cyclique du système}\right]$$

$$= (23 \text{ ans} \times 8{,}76.10^3 \text{ h/an}) (50\%) (50\%)$$

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = 50{,}3.10^3 \text{ h}$$

2. **Calcul de la dégradation de la DEL dans le cas le plus défavorable**

$$D_{\bar{x}+2\sigma} \approx 9{,}7\ t_{(k\ h)}{}^{0,25}$$

$$D_{\bar{x}+2\sigma} \approx 9{,}7\ (50{,}3)^{0,25}$$

$$D_{\bar{x}+2\sigma} \approx 26\%$$

3. **Calcul en premier approximation de la marge de sécurité I_F, n = 1,2**

$$I_F = \frac{I_{FH}}{\left[1 - \frac{(\approx D_{\bar{x}+2\sigma})}{100}\right]^{1/n}} = \frac{5 \text{ mA}}{0{,}78} = 6{,}41 \text{ mA}$$

4. **Calcul de la resistance R_{in}**

$$R_{in} \leqslant \frac{V_{cc1\,(MIN)} - V_{F\,(MAX)} - V_{OL}}{I_F}$$

$$R_{in} \leqslant \frac{4{,}75 - 1{,}7 - 0{,}4}{0{,}00641}$$

$R_{in} \leqslant 413\Omega$ choisir $R_{in} = 390\Omega \pm 5\%$

Rin (MAX)

$R_{in\,(MAX)} = 409\Omega$

$R_{in\,(MIN)} = 370\Omega$

5. **Calcul de $I_{F\,(MAX)}$**

$$I_{F\,(MAX)} = \frac{V_{cc1\,(MAX)} - V_{F\,(MIN)} - V_{OL}}{R_{in\,(MIN)}}$$

$$I_F = \frac{5{,}25 - 1{,}4 - 0{,}4}{370}$$

$I_F = 9{,}32$ mA

6. **Calcul de $D_{\bar{x}+2\sigma}$ pour $I_{F\,(MAX)}$ (cas le plus défavorable)**

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = 25{,}8\% + 0{,}747\ (9{,}32\text{mA} - 14{,}13\text{mA})$$

$$D_{\bar{x}+2\sigma} = 22{,}2\%$$

7. **Calcul du nouveau I_F minimal en fin de vie, à partir du résultat trouvé en 6**

$$I_{F(EOL)} = \frac{I_{FH}}{\left[1 - \frac{22,2}{100}\right]^{1/1,2}} = \frac{5}{0,81} = 6,16\,mA$$

8. **Calcul de $I_{F\,(MIN)}$**

$$I_{F\,(MIN)} = \frac{V_{cc1\,(MIN)} - V_{F\,(MAX)} - V_{OL}}{R_{in\,(MAX)}}$$

$$I_{F\,(MIN)} = \frac{4,75 - 1,7 - 0,4}{409}$$

$$I_{F\,(MIN)} = 6,47\,mA$$

9. $R_{L\,(MIN)}$, m = 1

$$R_{L\,(MIN)} = \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OL}}{I_{OL\,(MIN)} - mI_{IL}}$$

$$= \frac{5,25 - 0,6}{0,016 - 0,0016}$$

$$R_{L\,(MIN)} = 332\Omega$$

10. $R_{L\,(MAX)}$, m = 1

$$R_{L\,(MAX)} = \frac{V_{cc2\,(MAX)} - V_{OH}}{I_{OH\,(MAX)} + mI_{IH}}$$

$$R_{L\,(MAX)} = \frac{4,75 - 2,4}{250\mu A + 40\mu A}$$

$$R_{L\,(MAX)} = 8,1k\Omega$$

11. **Marge de sécurité minimale sur la dégradation de l'émetteur en %**

$$\%_{(MIN)} = \left[1 - \frac{I_{F\,(EOL)}}{I_{F\,(MIN)}}\right] 100 \qquad (38)$$

$$4.8\% = \left[1 - \frac{6,16\,mA}{6,47\,mA}\right] 100$$

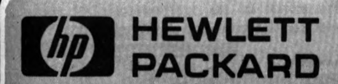
où $I_{F\,(EOL)}$ **représente le seuil de commutation en fin de vie**

12. **Marge de sécurité maximale sur la dégradation de l'émetteur en %**

$$\%_{(MAX)} = \left[1 - \frac{I_{F\,(EOL)}}{I_{F\,(MAX)}}\right] 100 \qquad (39)$$

$$34\% = \left[1 - \frac{6,16\,mA}{9,32\,mA}\right] 100$$

En conclusion de cette analyse, tant que $I_{F(MAX)}$ est inférieur à $I_{\overline{FS}} = 14,13$ mA, la dégradation du CTR dans le cas le plus défavorable peut être calculée à partir du seul terme $A_oR^{\alpha}t^{n(R)}$ dont dépend $D_{\overline{x}} + 2\sigma$. Dans l'exemple ci-dessus, ce terme a permis d'évaluer la dégradation à 26%; en affinant le calcul (équation (28)), elle atteint 22%. La marge de sécurité en fin de durée de vie peut se calculer par les équations (38) et (39). L'équation (38) donne une marge de sécurité minimale de 5,7% et l'équation (39) une marge de sécurité maximale de 35%.



COMPOSANTS

NOTE D'APPLICATIONS 1003

Interfaces microprocesseur afficheurs 18 segments

INTRODUCTION

L'utilisation pratiquement systématique des microprocesseurs, dans les équipements modernes, a amené un développement parallèle des afficheurs alphanumériques. Les afficheurs à 18 segments des séries HDSP-6508 et 6300 ont été conçus pour fournir une alternative plus économique et plus simple d'emploi aux afficheurs à matrice de point 5 x 7. Les 18 segments permettent de reconstituer le jeu des 64 principaux caractères ASCII (chiffres, ponctuation, majuscules), le point et les deux points centrés, ainsi que de nombreux symboles spéciaux. La hauteur des caractères est de 3,81 mm sur les HDSP-6504 et 6508 et de 3,56 mm sur les HDSP-6300. L'entraxe des caractères est de 6,35 mm sur les HDSP-6508 et de 5,08 mm sur les HDSP-6300. Montés en boîtiers DIL, les HDSP-6508 et 6300 comportent huit caractères, les HDSP-6504 quatre. Plusieurs systèmes d'interface ont été conçus pour simplifier leur mise en oeuvre. Les circuits comportent un décodeur-pilote ASCII 18 segments et un étage de puissance à Darlington NPN alimentés sous 5 V assurant l'interface directe avec les logiques numériques. La présente note d'applications décrit les différentes techniques d'interface entre un afficheur 18 segments et un système à microprocesseur. Suivant la constitution générale de l'ensemble, le temps que le microprocesseur peut consacrer aux circuits d'affichage et le type d'informations à visualiser, le concepteur pourra choisir l'une des différentes solutions préconisées.

TECHNIQUES D'INTERFACE

Les quatre techniques d'interface suivantes sont développées dans cette note :

1a. L'interface par un CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT entre le système à microprocesseur et l'afficheur à DEL multiplexées. Le contrôleur interrompt périodiquement le microprocesseur qui, après chaque interruption, fournit de nouvelles données d'affichage pour le cycle de rafraîchissement suivant.

1b. L'interface par un CONTROLEUR A DONNEES DECODEES qui provoque le rafraîchissement de l'afficheur à DEL indépendamment du microprocesseur, une RAM* locale stockant les données d'affichage décodées. Celles-ci lues en permanence sur la RAM sont utilisées au rafraîchissement de l'afficheur : à chaque changement du message affiché le microprocesseur décode chaque caractère du logiciel et écrit les données décodées sur la RAM locale.

1c. L'interface par un CONTROLEUR A DONNEES CODEES qui rafraîchit lui-aussi l'afficheur à DEL multiplexées, indépendamment du microprocesseur. La RAM locale stocke les données ASCII lues en permanence dans la RAM, décodées et utilisées au rafraîchissement de l'afficheur. Le message affiché est modifié par l'écriture de nouveaux caractères ASCII sur la RAM locale.

1d. L'interface par CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE utilise un microprocesseur spécialisé pour commander l'afficheur. Il sert au stockage et au décodage des données ASCII ainsi qu'au rafraîchissement de l'afficheur et fonctionne de façon indépendante du microprocesseur principal. Le logiciel du microprocesseur spécialisé a des caractéristiques de puissance que ne possèdent pas les autres types d'interface. Le microprocesseur principal met à jour l'affichage à DEL en transmettant de nouveaux caractères ASCII au microprocesseur du contrôleur d'affichage.

* RAM : Random Access Memory : Mémoire Vive

COMPARAISONS ENTRE CES DIFFERENTES INTERFACES

Le choix d'un type d'interface particulier est très important car il détermine totalement l'articulation du système autour du microprocesseur. Chaque interface nécessite une ou plusieurs adresses mémoire ou E-S. Celles-ci sont générées par décodage du bus d'adresse du microprocesseur. Le décodeur d'affichage est situé soit dans le programme du microprocesseur soit dans le circuit d'interface de l'afficheur. Placé dans le programme, il permet d'obtenir des caractères de graphisme quelconque à partir du programme, spécialement s'il s'agit de reproduire des caractères propres à certaines langues ou des symboles particuliers. Le type d'interface choisi peut limiter, gêner ou se superposer à

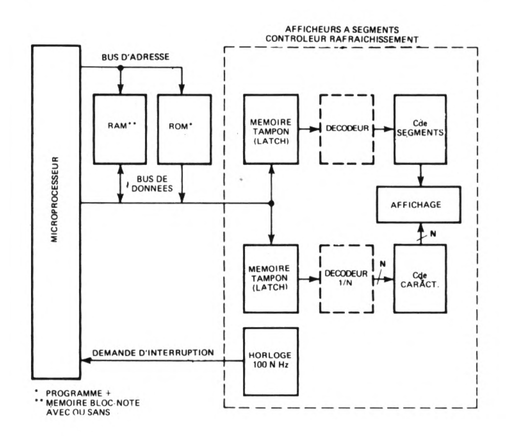


FIGURE 1a – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT

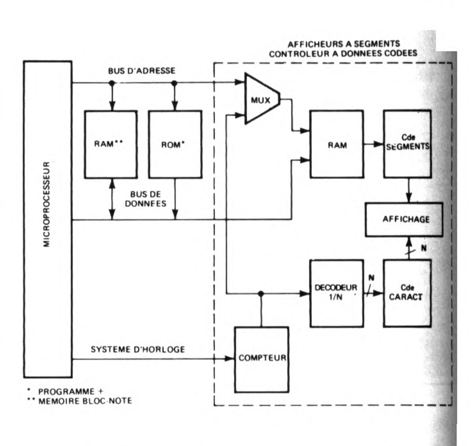


FIGURE 1b – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

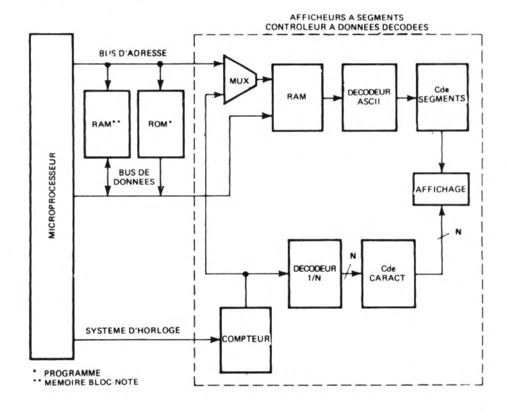


FIGURE 1c – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A DONNEES CODEES

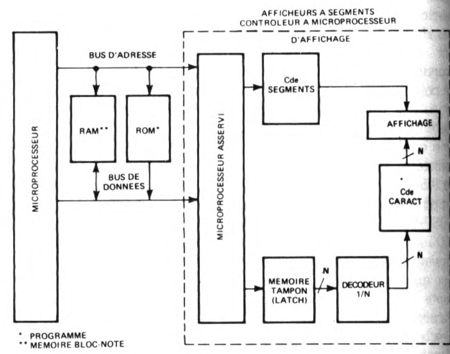


FIGURE 1d – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE

certains moyens de programmation utilisés dans le reste du microprocesseur. L'usage d'une interruption, par exemple, peut limiter certaines possibilités de programmation utilisables dans les parties du programme du microprocesseur qui peuvent être interrompues.

LE CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT demande une action réciproque permanente entre le microprocesseur et lui. Le microprocesseur échantillonnant effectivement l'afficheur à DEL, l'interface de ce dernier se trouve simplifiée. En principe, ce type de montage est le plus économique pour une longueur d'affichage donnée. Le décodeur d'affichage peut soit se trouver à l'intérieur du programme, soit être constitué par des circuits de l'interface. L'échantillonnage de l'affichage est réalisé par le circuit d'interruption du microprocesseur. Le temps d'occupation de ce dernier est directement proportionnel au nombre de caractères.

LES CONTROLEURS A DONNEES DECODEES ET A DONNEES CODEES ne nécessitent l'intervention du microprocesseur que lorsque les messages affichés sont modifiés. Les deux systèmes utilisent une RAM locale continuellement analysée par l'électronique de l'interface d'affichage. Dans le premier système de contrôleur, le décodeur d'affichage est placé dans le logiciel du microprocesseur, la RAM locale mémorisant les données d'affichage décodées. Dans le second système, le décodeur d'affichage est intégré aux circuits d'interface de l'afficheur, la RAM locale stockant les données ASCII. Ces dernières étant plus concises que les données d'affichage décodées, la capacité de la RAM locale peut être moindre.

Les deux techniques permettent au microprocesseur de modifier individuellement un caractère affiché, par une écriture mémoire ou E-S à une adresse bien précise. Ces deux systèmes sont très rapides.

LE CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE, comme les deux contrôleurs ci-dessus, ne nécessite l'intervention du microprocesseur que lors de la modification du message d'affichage. Le microprocesseur consacré aux fonctions d'affichage fournit de nombreuses fonctions complémentaires : modes d'entrée multiples, curseur clignotant, édition de texte, fonction sorties de données. Le logiciel réduit l'interaction du microprocesseur tout en fournissant des modes d'entrée plus élaborés, en comparaison de ceux procurés par le mode d'entrée par RAM des contrôleurs à données codées et décodées. Le décodeur d'affichage se trouve soit intégré au microprocesseur d'affichage soit constitué par une PROM séparée. Accompagnée de circuits additionnels, cette dernière permet de disposer d'une police de caractères particulière à l'utilisateur. La cadence d'entrée des données dans ce contrôleur est plus faible qu'avec les contrôleurs à données codées ou décodées.

FONCTIONNEMENT D'UN MICROPROCESSEUR

Avant de pouvoir utiliser efficacement les différents systèmes de contrôleur décrits dans les paragraphes suivants, il est nécessaire de se remettre en mémoire les principes fondamentaux du microprocesseur. Un système à microprocesseur est en général constitué d'un microprocesseur, d'une ROM, d'une RAM et d'une interface E-S, suivant le schéma de principe de la figure 2. La ROM fournit le programme de la fonction que doit réaliser le microprocesseur, la RAM servant de mémoire temporaire à ce dernier. L'interface E-S comporte un circuit utilisé pour l'entrée ou la sortie du système.

L'interface microprocesseur-système est composée d'un bus d'adresse, d'un bus de données et d'un bus de commande. Le bus d'adresse représenté par les sorties ($A_0, A_1, \ldots A_n$) du microprocesseur transmet en bloc un nombre binaire bien précis, ou adresse, qui désigne spécifiquement un mot de la ROM, de la RAM ou de l'interface E-S. Le bus de données sert d'entrée au microprocesseur pendant la lecture d'une mémoire ou d'une entrée, et de sortie pendant une écriture mémoire ou sortie. Le bus de commande fournit au microprocesseur les signaux et la synchronisation du système nécessaire à la distinction entre une lecture et une écriture mémoire et dans certains cas, entre une lecture et une écriture E-S. Ces lignes de commande ainsi que le diagramme des temps dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Les bus d'adresse, de données et de commande fournissent l'ensemble des instructions et des données nécessaires au microprocesseur. Le programme d'exécution, comportant une série de lectures mémoire (recherche de l'instruction), est parfois suivi d'une lecture ou d'une écriture mémoire (exécution de l'instruction). Pour réaliser une lecture mémoire, le microprocesseur émet, sur le bus d'adresse, l'adresse mémorisée du mot à lire. Cette adresse localise un mot bien précis dans le système de mémoire, auquel le microprocesseur donne l'ordre de lecture mémoire en émettant sur le bus de commande le signal voulu. L'adresse choisit l'élément voulu sur la RAM ou la ROM du système, le mot sélectionné est alors transmis sur le bus de données, à l'émission du signal «lecture». Entre temps, les éléments de mémoire non sélectionnés bloquent leur ligne de sortie pour que seul l'élément de mémoire choisi soit effectif sur le bus de données. Avec un certain retard, le microprocesseur lira le mot transmis par le bus de données. Pour provoquer une écriture mémoire, le microprocesseur émet l'adresse mémoire du mot à écrire sur le bus de d'adresse.

Après le retard nécessaire, le microprocesseur émet sur le bus de commande le signal donnant au système de mémoire, l'instruction d'écriture mémoire. Il émet en outre le mot de mémoire désiré sur le bus de données. L'adresse sélectionne un élément de la mémoire RAM à l'intérieur du système. Le signal d'écriture provoque la lecture par l'élément de mémoire du mot du bus de données et son stockage à l'endroit déterminé. Une fois le cycle d'écriture terminé, le

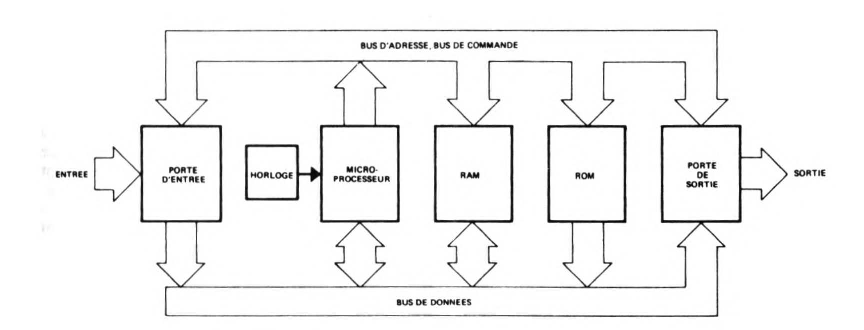


FIGURE 2 – Bloc-diagramme d'un système typique à microprocesseur

* PROM : Programmable Read Only Memory : Mémoire Morte

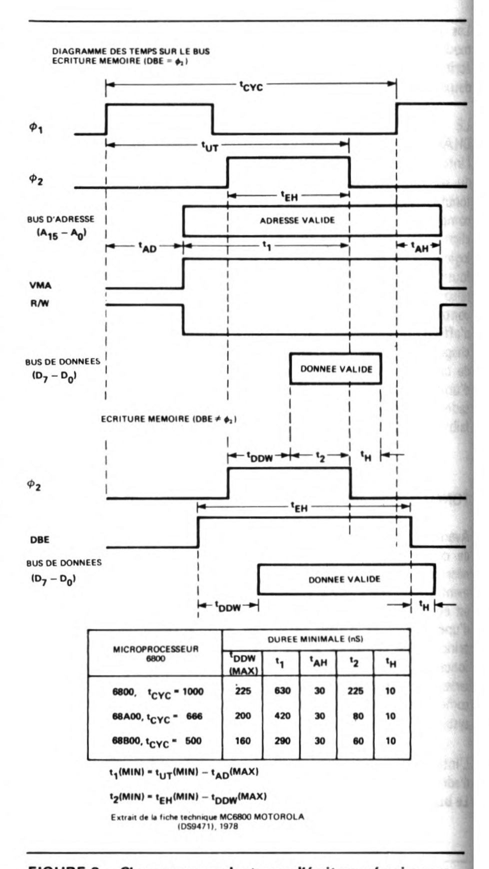
nouveau mot remplace le précédent dans la RAM. Pendant l'écriture mémoire, les sorties des éléments de mémoire non sélectionnés demeurent bloquées pour que seul le microprocesseur soit actif sur le bus de données. Les lignes de commande, le diagramme des temps des bus d'adresse, de données et de commande dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Certains microprocesseurs, comme le Motorola 6800, traitent l'entrée-sortie selon le même processus que la mémoire. Elles occupent toutes les deux un même intervalle d'adresse et leur accès s'obtient avec les mêmes instructions. Le décodage par le matériel détermine si l'écriture ou la lecture se fait au niveau d'un élément de la mémoire ou de l'entrée-sortie. D'autres microprocesseurs, comme les 8080A ou 8085 d'Intel ou le Z-80 de Zilog, ont des intervalles d'adresse différents pour la mémoire et l'entrée-sortie, ils utilisent des instructions propres à l'accès de l'une ou de l'autre, en fournissant au bus de commande des signaux les distinguant l'un de l'autre. L'un des avantages de ce dernier système est de pouvoir rétrécir l'intervalle pour simplifier le décodage.

Cependant, les instructions E-S disponibles sont en général moins puissantes que les instructions d'une mémoire de référence. Il est pourtant toujours possible de localiser des ensembles E-S dans l'espace réservé à l'adresse mémoire par un décodage approprié des bus d'adresse et de commande, ce qui permet d'accéder à ces ensembles E-S au moyen d'instructions issues de la mémoire de référence.

Les microprocesseurs de la famille 6800 ont un bus d'adresse de 16 lignes, un bus de données de 8 lignes et un bus de commande qui transmet entre autres les signaux VMA (Valid Memory Address : Adresse Mémoire Valide), R/$\overline{W}$ (Read/Write : Lecture/Ecriture), DBE (Data Bus Enable : Validation Bus de Données) ainsi que les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2. R/$\overline{W}$ détermine soit la lecture soit l'écriture mémoire alors que VMA conjointement avec R/$\overline{W}$ détermine l'adresse de la mémoire valide. DBE commute le bus de données interne du 6800 sur le bus de données extérieur. Dans certains cas, DBE peut être relié à ϕ_2. L'allongement du temps de maintien des données, T_H, s'obtient en retardant ϕ_2 à l'entrée du 6800 ou en prolongeant DBE au-delà du front descendant de ϕ_2. Le diagramme des temps du bus d'adresse, du bus de données, de VMA et de R/$\overline{W}$ pour une écriture en mémoire est illustré figure 3.

Sur le 8080, le bus d'adresse comporte 16 lignes, le bus de données 8 lignes et le bus de commande un certain nombre de lignes incluant DBIN (Data Bus In : Entrée Bus de Données), $\overline{WR}$ (Write : Ecriture), SYNC (Synchronisation), READY (Prêt) et les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2. DBIN et $\overline{WR}$ précisent s'il s'agit d'une opération d'écriture ou de lecture. Le 8080A distingue une mémoire d'une E-S par l'envoi d'un mot d'état avant chaque cycle machine. Lorsque SYNC est à l'état haut, le mot d'état est stocké au moment du front positif de ϕ_1 sur une mémoire octale à verrouillage. Les sorties de cette dernière peuvent alors être décodées pour préciser si le cycle machine est une écriture mémoire, une lecture de mémoire, une écriture E-S ou une lecture E-S. Les contrôleurs de système Intel 8228 ou 8238 fournissent cette mémoire dont ils codent en outre les sorties avec DBIN et $\overline{WR}$ pour générer les quatre signaux de cadencement $\overline{MEM\ R}$ (Memory Read : Lecture Mémoire), $\overline{MEM\ W}$ (Memory Write : Ecriture Mémoire), $\overline{I/O\ R}$ (Lecture E-S), $\overline{I/O\ W}$ (Ecriture E-S). Ils n'ont cependant pas de sorties des mémoires d'état. Le diagramme des temps du bus d'adresse, du bus de données, de $\overline{WR}$ et de SYNC correspondant à l'écriture mémoire et à l'écriture E-S est illustré figure 4. L'entrée supplémentaire READY (Prêt) du



MICROPROCESSEUR 6800	DUREE MINIMALE (nS)				
	t_{DDW} (MAX)	t_1	t_{AH}	t_2	t_H
6800, t_{CYC} = 1000	225	630	30	225	10
68A00, t_{CYC} = 666	200	420	30	80	10
68B00, t_{CYC} = 500	160	290	30	60	10

$t_1(MIN) = t_{UT}(MIN) - t_{AD}(MAX)$

$t_2(MIN) = t_{EH}(MIN) - t_{DDW}(MAX)$

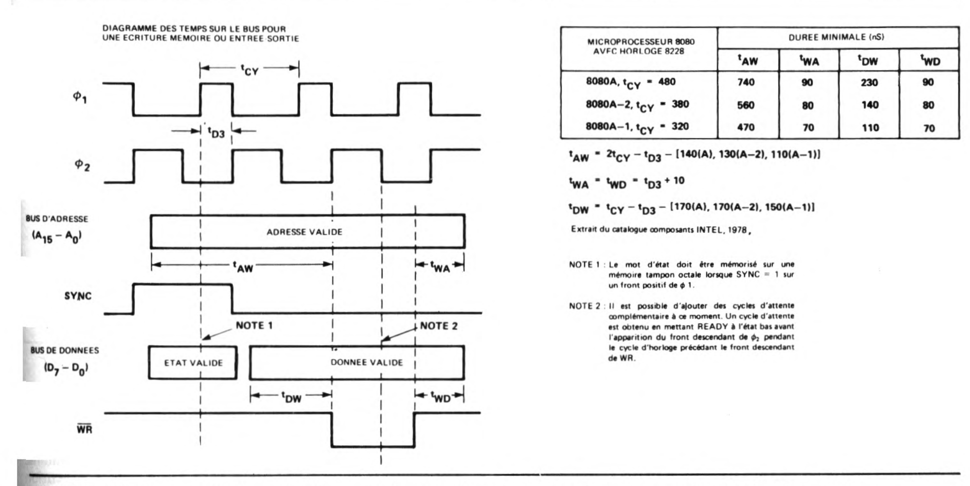
Extrait de la fiche technique MC6800 MOTOROLA (DS9471), 1978

FIGURE 3 — Chronogramme des temps d'écriture mémoire pour les microprocesseurs de la famille 6800

8080A donne la possibilité d'augmenter la durée de validité des bus d'adresse et de données d'un nombre entier de cycles d'horloge.

CONTROLEURS DE RAFRAICHISSEMENT

La figure 5 montre la constitution d'un contrôleur de rafraîchissement pour afficheur alphanumérique de 16 caractères à 18 segments. Le circuit fonctionne par interruption du microprocesseur à la cadence des 1600 Hz. Le microprocesseur réagit à chaque interruption en envoyant un nouveau caractère ASCII au décodeur-amplificateur, ASCII-18 segments, AC5947 (Texas Instruments) et un nouveau mot de caractère au 74LS174. La figure 6 illustre le modèle de caractère fourni par le AC5947. Les sorties du 74LS174 sont décodées pour que le mot de caractère 00_{16} fasse apparaître le caractère de l'extrême gauche sur l'afficheur et le mot de caractère $0F_{16}$ celui de l'extrême droite. Le mot de caractère $1F_{16}$ éteint tous les caractères. Un préamplificateur supplémentaire NE590 (Signetics) permet d'étendre l'affichage à 24 caractères; cette addition nécessite la modification du courant direct crête I_{Fpeak} et de la cadence d'interruption.



MICROPROCESSEUR 8080 AVEC HORLOGE 8228	DUREE MINIMALE (nS)			
	t_{AW}	t_{WA}	t_{DW}	t_{WD}
8080A, t_{CY} = 480	740	90	230	90
8080A–2, t_{CY} = 380	560	80	140	80
8080A–1, t_{CY} = 320	470	70	110	70

$t_{AW} = 2t_{CY} - t_{D3}$ – [140(A), 130(A–2), 110(A–1)]

$t_{WA} = t_{WD} = t_{D3} + 10$

$t_{DW} = t_{CY} - t_{D3}$ – [170(A), 170(A–2), 150(A–1)]

Extrait du catalogue composants INTEL, 1978.

NOTE 1 : Le mot d'état doit être mémorisé sur une mémoire tampon octale lorsque SYNC = 1 sur un front positif de φ 1.

NOTE 2 : Il est possible d'ajouter des cycles d'attente complémentaire à ce moment. Un cycle d'attente est obtenu en mettant READY à l'état bas avant l'apparition du front descendant de ϕ_2 pendant le cycle d'horloge précédant le front descendant de WR.

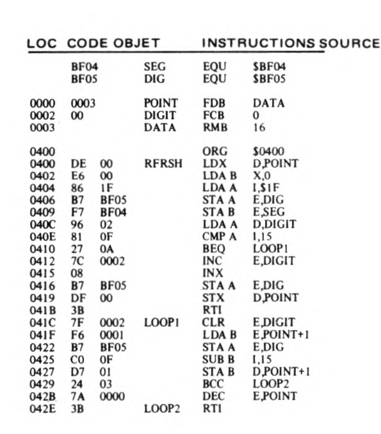
FIGURE 4 – Chronogramme des temps d'écriture-mémoire et entrée-sortie pour les microprocesseurs de la famille 8080A Intel

FIGURE 5 – Interface microprocesseur 6800A ou 8080A/CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT au moyen d'un décodeur/driver ASCII-18 segments Texas Instruments

BITS	D_3	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	D_2	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
	D_1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
	D_0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
D_6 D_5 D_4	HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0 1 0	2	(space)	!	"	#	$	%	&	'	(	)	*	+	,	–	.	/
0 1 1	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
1 0 0	4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
1 0 1	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	↗	←

FIGURE 6 – Graphisme des caractères fournis par le décodeur ASCII-18 segments AC5947

Le programme de la figure 7 convient pour l'interface d'un 6800 avec ce contrôleur de rafraîchissement. Après chaque interruption, le programme RFRSH (Rafraîchissement) est exécuté. Il utilise un registre bloc-note POINT, qui, à l'intérieur du message ASCII à 16 bits, signale le caractère ASCII suivant qui doit être enregistré dans l'interface d'affichage. Le registre bloc-note DIGIT contient le mot du caractère à stocker à la suite dans l'interface d'affichage. L'interface entre le programme et le circuit se réalise par l'intermédiaire de deux adresses mémoire ou E-S : une écriture mémoire à l'adresse SEG (Segment) écrit un mot de six bits dans le AC5947 et une écriture mémoire à l'adresse DIG (Digit : Chiffre) écrit un mot de cinq bits sur le 74LS174. Pour éviter les aléas, les circuits de commande des caractères sont coupés avant le chargement du caractère suivant sur le AC5947. Après un certain délai, le chiffre suivant s'allume. Les registres POINT et DIGIT sont mis à jour. L'exécution du programme principal reprend tout de suite après l'exécution de l'instruction RTI. Le programme similaire de la figure 8 correspond au 8080A. Le programme de la figure 7 fonctionne avec une horloge à 1 MHz et nécessite 0,11% + n . 0,72%, n, nombre de caractères de l'afficheur du temps disponible sur le microprocesseur pour rafraîchir l'affichage à la cadence de 100 Hz. Le programme de la figure 8 nécessite, dans les mêmes conditions que ci-dessus, 0,31% + n . 0,96% du temps disponible du 8080A. Par



```
LOC   CODE OBJET   INSTRUCTIONS SOURCE
      BF04         SEG     EQU     $BF04
      BF05         DIG     EQU     $BF05

0000  0003         POINT   FDB     DATA
0002  00           DIGIT   FCB     0
0003               DATA    RMB     16

0400                       ORG     $0400
0400  DE  00       RFRSH   LDX     D,POINT
0402  E6  00               LDA B   X,0
0404  86  1F               LDA A   I,$1F
0406  B7  BF05             STA A   E,DIG
0409  F7  BF04             STA B   E,SEG
040C  96  02               LDA A   D,DIGIT
040E  81  0F               CMP A   I,15
0410  27  0A               BEQ     LOOP1
0412  7C  0002             INC     E,DIGIT
0415  08                   INX
0416  B7  BF05             STA A   E,DIG
0419  DF  00               STX     D,POINT
041B  3B                   RTI
041C  7F  0002     LOOP1   CLR     E,DIGIT
041F  F6  0001             LDA B   E,POINT+1
0422  B7  BF05             STA A   E,DIG
0425  C0  0F               SUB B   I,15
0427  D7  01               STA B   D,POINT+1
0429  24  03               BCC     LOOP2
042B  7A  0000             DEC     E,POINT
042E  3B           LOOP2   RTI
```

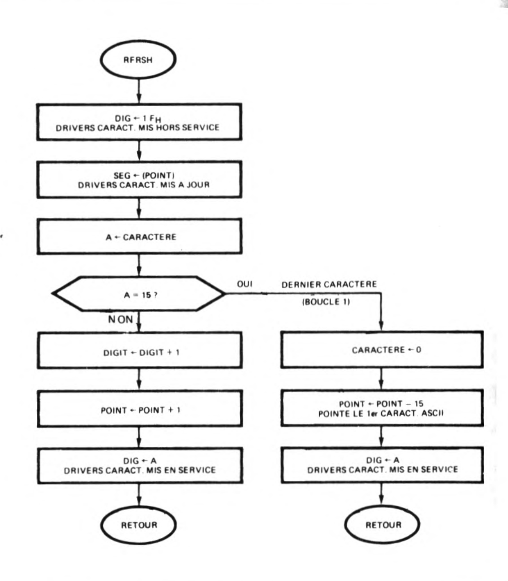
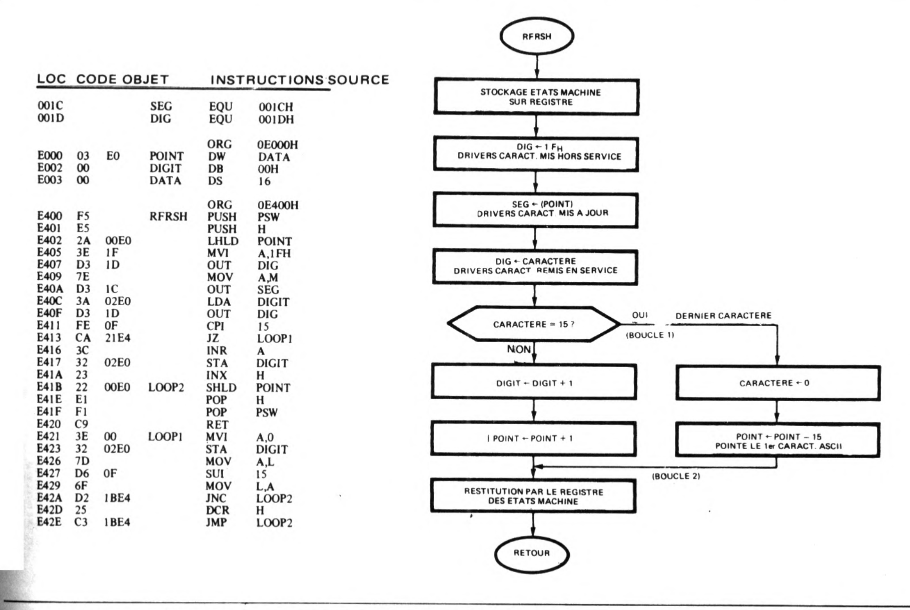


FIGURE 7 – Programme et organigramme du microprocesseur 6800 permettant l'interface avec le CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT de la figure 5



```
LOC   CODE OBJET          INSTRUCTIONS SOURCE

001C                SEG     EQU     001CH
001D                DIG     EQU     001DH

                            ORG     0E000H
E000  03   E0       POINT   DW      DATA
E002  00            DIGIT   DB      00H
E003  00            DATA    DS      16

                            ORG     0E400H
E400  F5            RFRSH   PUSH    PSW
E401  E5                    PUSH    H
E402  2A   00E0             LHLD    POINT
E405  3E   1F               MVI     A,1FH
E407  D3   1D               OUT     DIG
E409  7E                    MOV     A,M
E40A  D3   1C               OUT     SEG
E40C  3A   02E0             LDA     DIGIT
E40F  D3   1D               OUT     DIG
E411  FE   0F               CPI     15
E413  CA   21E4             JZ      LOOP1
E416  3C                    INR     A
E417  32   02E0             STA     DIGIT
E41A  23                    INX     H
E41B  22   00E0     LOOP2   SHLD    POINT
E41E  E1                    POP     H
E41F  F1                    POP     PSW
E420  C9                    RET
E421  3E   00       LOOP1   MVI     A,0
E423  32   02E0             STA     DIGIT
E426  7D                    MOV     A,L
E427  D6   0F               SUI     15
E429  6F                    MOV     L,A
E42A  D2   1BE4             JNC     LOOP2
E42D  25                    DCR     H
E42E  C3   1BE4             JMP     LOOP2
```


FIGURE 8 – Programme d'un microprocesseur 8080A et organigramme d'interface avec le CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT de la figure 5

exemple, l'afficheur à 16 caractères de la figure 5 demande 11,6% du temps disponible d'un 6800 et 15,7% du temps d'un 8080A pour un rafraîchissement à 100 Hz. Les versions plus rapides du 6800 et du 8080A permettent de réduire le temps d'occupation de 50% environ.

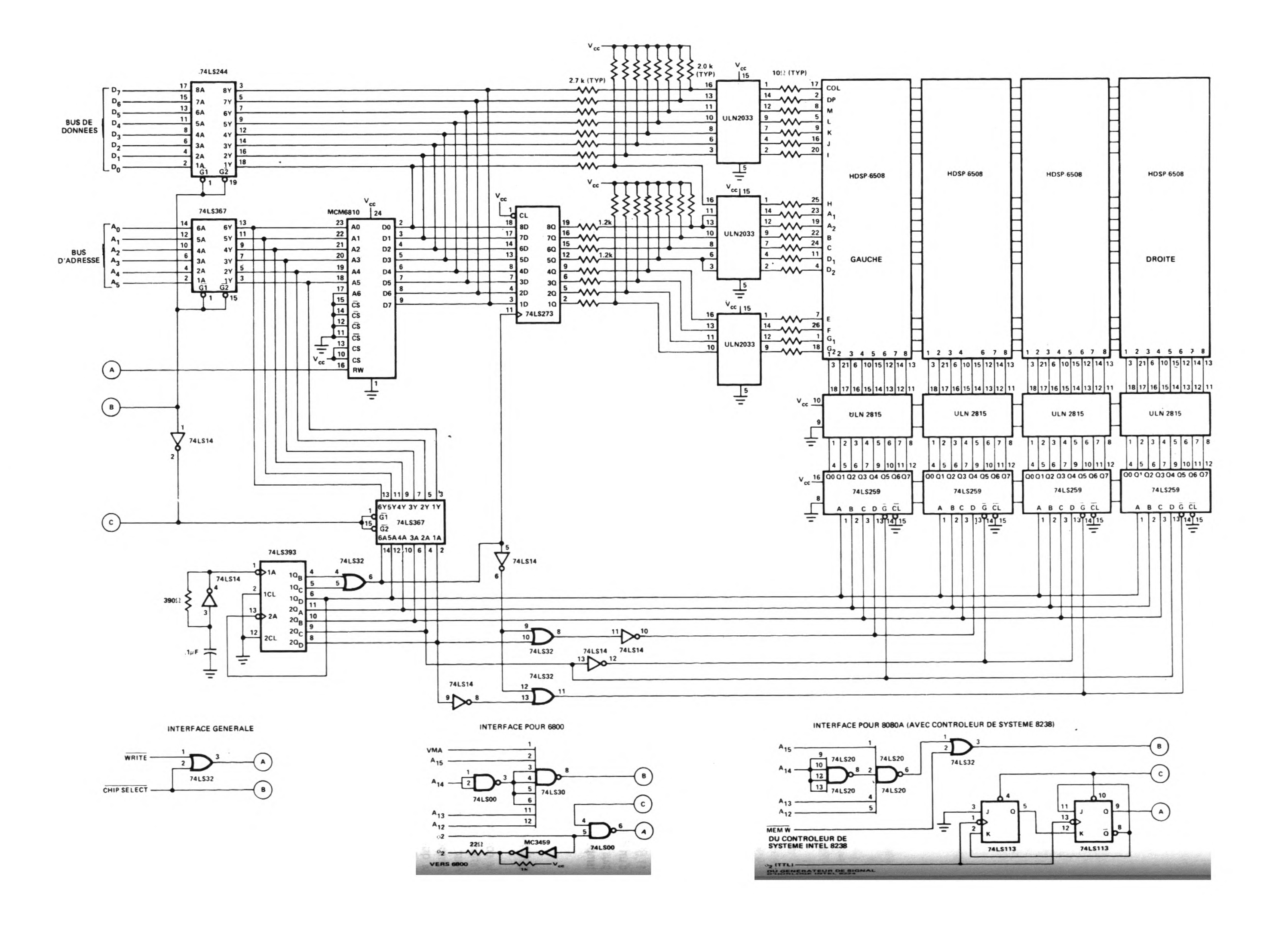
CONTROLEURS A DECODAGE

Le contrôleur à données décodées de la figure 9 convient à l'affichage de 32 caractères alphanumériques à 18 segments. Pour simplifier les circuits, on suppose que l'afficheur comporte 14 segments plus le point décimal et le signe «:», ce qui permet de définir chaque caractère par deux mots de 8 bits. Un des types de caractères possibles est illlustré figure 10. La RAM 6810 (Motorola) mémorise 64 octets de données d'affichage, constamment lus et affichés. Ces données 0 (D_7 – D_0) d'affichage sont organisées à l'intérieur de la RAM de telle façon que les adresses A_5, A_4, A_3, A_2, A_1, définissent le caractère désiré et l'adresse A_0 différencie les deux mots des données d'affichage de chaque caractère. La donnée d'affichage est formattée pour que le mot soit décodé, G_2, G_1, F, E, D, C, B et A et le mot 1 (D_7 – D_0) «:», DP (Point Décimal), M, L, K, J, I et H. La donnée d'affichage est codée état bas vrai pour qu'une sortie niveau bas allume le segment voulu. L'échantillonnage de l'afficheur est réalisé au moyen de l'oscillateur 74LS14 et du compteur 74LS393. Le compteur lit de façon continue les données d'affichage sur la RAM et valide l'étage de commande du caractère voulu. Le temps alloué à chaque caractère est coupé en quatre tranches. Pendant la première, l'afficheur est éteint, le mot 0 est lu sur la RAM puis stocké dans le registre octal 74LS273. Pendant les trois autres tranches, le mot 1 est lu sur la RAM et l'afficheur allumé. Ainsi le facteur de forme est de (1/32) x (3/4), soit de 1/42,6. Avec les valeurs de R et C indiquées, l'afficheur est rafraîchi à la cadence de 130 Hz.

La donnée est introduite sur la RAM à partir des bus d'adresse et de données du microprocesseur par les deux lignes de commande, validation circuit ($\overline{\text{Chip Select}}$) et écriture ($\overline{\text{Write}}$). Lorsque $\overline{\text{Chip Select}}$ est à l'état bas, l'adresse fournie par le générateur n'est plus appliquée, et les bus d'adresse et de données sont connectés à la RAM. Au bout d'un certain temps, l'impulsion d'entrée $\overline{\text{Write}}$ provoque le stockage des données sur la RAM. Le diagramme des temps du contrôleur à données décodées pour 18 segments est illustré figure 11. t_{CW} représente la durée pendant laquelle $\overline{\text{Chip Select}}$ doit rester à l'état bas avant que n'apparaisse le front descendant de $\overline{\text{Write}}$ car les entrées adresse de la RAM 6810 doivent être parfaitement stabilisées à ce moment Pour garantir la stabilité des entrées adresse et données de la RAM après le passage de $\overline{\text{Write}}$ à l'état haut, $\overline{\text{Chip Select}}$ doit rester à l'état bas pendant toute la durée de t_{CH} qui suit le flanc montant de $\overline{\text{Write}}$. Ces deux signaux séparés sont nécessaires sur le contrôleur à données codées de la ligne 15. Ce type de cadencement de l'interface étant plus difficile à réaliser que les circuits précédemment décrits, les méthodes suivantes d'interface avec les microprocesseurs courants sont préconisés.

L'interface avec les microprocesseurs de la famille de 6800 est réalisée par un circuit NON-ET entre VMA et une combinaison particulière des lignes d'adresse d'ordre supérieur pour produire le signal $\overline{\text{Chip Select}}$ et en utilisant ϕ_2 pour produire $\overline{\text{Write}}$.

Sur les 8080A et 8085A, la souplesse limitée des instructions de sortie nécessite que le contrôleur à données



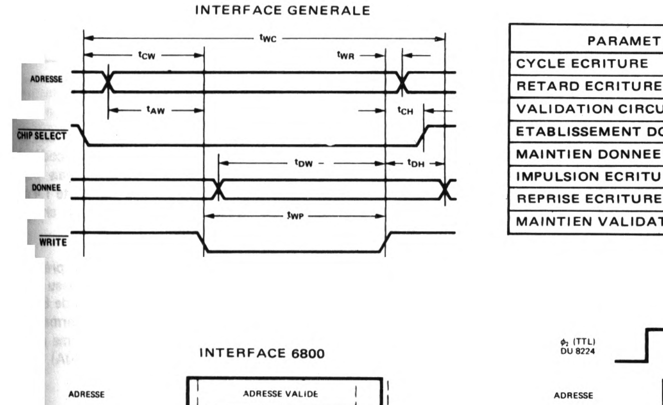
BUS DE DONNEES
BUS D'ADRESSE
74LS244
74LS367
MCM6810
74LS273
ULN2033
2.7 k (TYP)
2.0 k (TYP)
10Ω (TYP)
1.2k
HDSP 6508
GAUCHE
DROITE
ULN 2815
74LS259
74LS393
74LS14
74LS32
390Ω
.1µF
INTERFACE GENERALE
WRITE
CHIP SELECT
INTERFACE POUR 6800
VMA
74LS00
74LS30
MC3459
VERS 6800
INTERFACE POUR 8080A (AVEC CONTROLEUR DE SYSTEME 8238)
74LS20
74LS113
MEM W
DU CONTROLEUR DE SYSTEME INTEL 8238

	BITS	D3 D2 D1 D0	0 0 0 0	0 0 0 1	0 0 1 0	0 0 1 1	0 1 0 0	0 1 0 1	0 1 1 0	0 1 1 1	1 0 0 0	1 0 0 1	1 0 1 0	1 0 1 1	1 1 0 0	1 1 0 1	1 1 1 0	1 1 1 1
D_6 D_5 D_4		HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0 1 0		2	(space)	!	"	#	$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
0 1 1		3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
1 0 0		4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
1 0 1		5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	^	_

FIGURE 10 – Un des graphismes possibles avec afficheur 16 segments (14 segments, point décimal et deux points « : ») obtenu avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

décodées pour 18 segments soit adressé en mémoire plutôt qu'en E-S. Le 8080A requiert un verrou d'état pour conserver l'information d'état pendant l'exécution du programme. Cette fonction peut être réalisée avec un registre octal du genre 8212 Intel ou 74LS273. Le signal $\overline{\text{Memory Write}}$ (Ecriture Mémoire) peut être généré en cablant NON-OU l'ensemble des sorties du registre; en réalisant une opération NON-ET entre ce signal et la combinaison voulue des lignes d'adresse d'ordre supérieur, on obtient le signal $\overline{\text{Chip Select}}$. La sortie WR du 8080A est alors connectée à $\overline{\text{Write}}$. Le système de commande Intel 8238, utilisé habituellement avec le 8080A, évite l'accès direct aux sorties du verrou d'état. Une interface avec un système utilisant le 8238 est illustré figure 9. Le signal $\overline{\text{MEM W}}$ issu du 8238 est inversé puis appliqué conjointement avec la combinaison voulue de lignes d'adresse d'ordre supérieur sur une porte NAND pour fournir $\overline{\text{Chip Select}}$. Le 74LS113 génère le signal $\overline{\text{Write}}$ à partir du signal d'horloge ϕ_2 issu du microprocesseur (TTL).

L'interface avec les microprocesseurs de la famille 8085A



PARAMETRES	SYMBOLES	MIN.
CYCLE ECRITURE	t_{WC}	425 ns
RETARD ECRITURE	t_{AW}	65 ns
VALIDATION CIRCUIT ECRITURE	t_{CW}	65 ns
ETABLISSEMENT DONNEE	t_{DW}	210 ns
MAINTIEN DONNEE	t_{DH}	35 ns
IMPULSION ECRITURE	t_{WP}	325 ns
REPRISE ECRITURE	t_{WR}	25 ns
MAINTIEN VALIDATION CIRCUIT	t_{CH}	35 ns

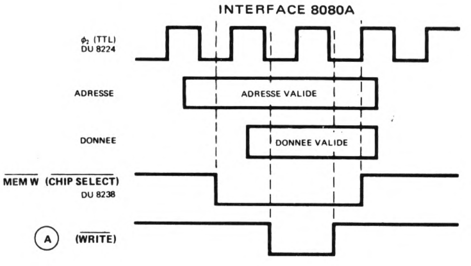


FIGURE 11 – Diagramme des temps pour le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

```
LOC   CODE OBJET          INSTRUCTIONS SOURCE

      BF00         DSPLY   EQU    $BF00
      0600         DECDR   EQU    $0600

0000  0006         ASCII   FDB    MESSGE
0002  BF00         PAD1    FDB    DSPLY
0004  0600         PAD2    FDB    DECDR
0006               MESSGE  RMB    32

0400                       ORG    $0400
0400  CE  BF00     LOAD    LDX    I,DSPLY
0403  DF  02               STX    D,PAD1
0405  CE  0600             LDX    I,DECDR
0408  DF  04               STX    D,PAD2
040A  DE  00       LOOP1   LDX    D,ASCII
040C  A6  00               LDA A  X,0
040E  08                   INX
040F  DF  00               STX    D,ASCII
0411  48                   ASL A
0412  97  05               STA A  D,PAD2+1
0414  DE  04               LDX    D,PAD2
0416  A6  00               LDA A  X,0
0418  E6  01               LDA B  X,1
041A  DE  02               LDX    D,PAD1
041C  A7  00               STA A  X,0
041E  08                   INX
041F  E7  00               STA B  X,0
0421  08                   INX
0422  DF  02               STX    D,PAD1
0424  8C  BF40             CPX    I,DSPLY+64
0427  26  E1               BNE    LOOP1
0429  39                   RTS
```

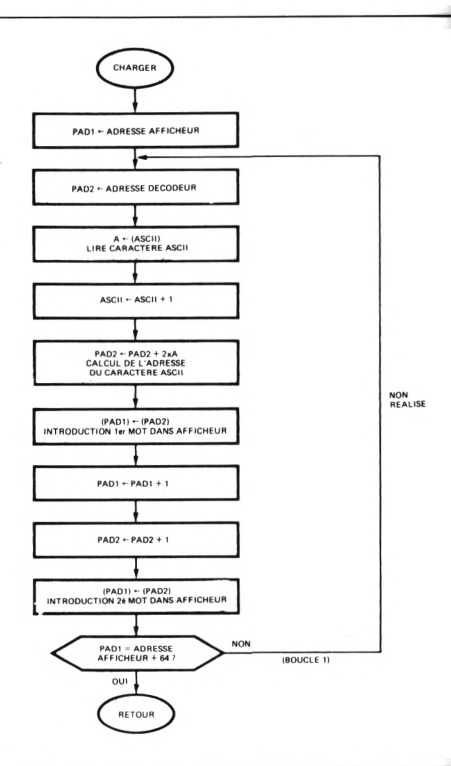


FIGURE 12 — Programme et organigramme du microprocesseur 6800 d'interface avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

est réalisé en inversant la sortie I/O/M et en appliquant le signal résultant, le signal de sortie S_0 et la combinaison voulue des lignes d'adresse d'ordre supérieur à une porte NON-ET. La sortie $\overline{WR}$ du microprocesseur est directement connectée à $\overline{Write}$.

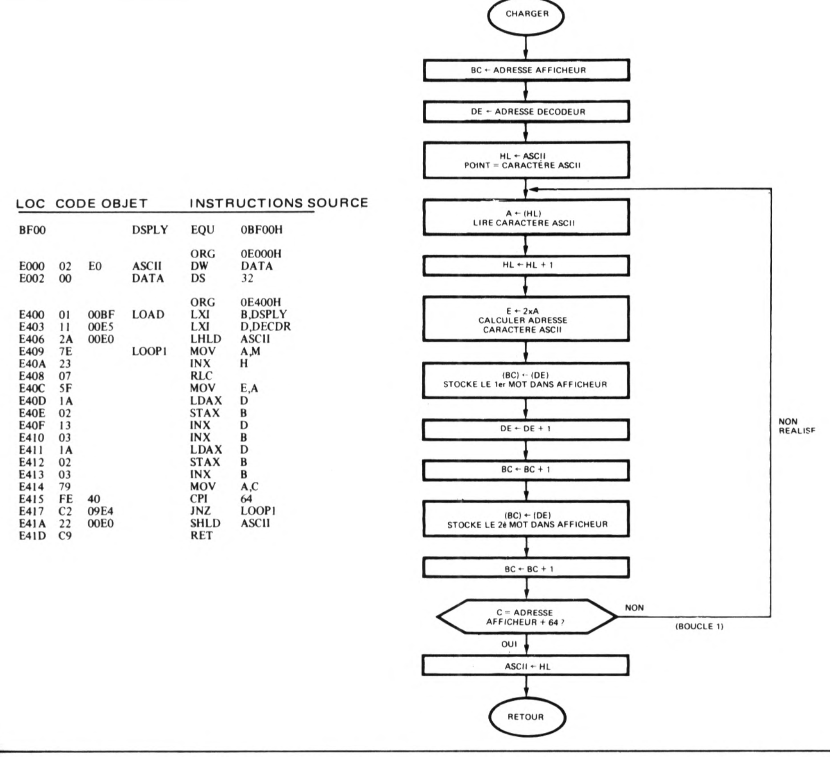
La façon la plus simple pour interfacer un Z-80 consiste à adresser le contrôleur à données décodées 18 segments E-S au lieu de la mémoire. Un exemple en est donné figure 15. La sortie $\overline{IORQ}$ est inversée et appliquée avec les lignes d'adresse voulues à l'entrée d'une porte NON-ET pour constituer le signal $\overline{Chip\ Select}$. Le 74LS113 fournit le signal $\overline{Write}$ à partir du signal d'horloge ϕ inversé.

Un programme d'interface entre une 6800 et le contrôleur de données décodées à 18 segments est présenté figure 12. Il décode les 32 caractères ASCII et stocke les données d'affichage décodées sur l'afficheur. Le registre bloc-note «ASCII» pointe l'endroit du caractère suivant à décoder. Le programme lit le premier caractère ASCII, incrémente le point «ASCII» puis recherche deux mots de données d'affichage parmi les 64 caractères ASCII de la table «DECDR». Ces deux mots sont alors stockés aux adresses correspondant à l'emplacement à l'extrême gauche. Les caractères ASCII suivants sont décodés et stockés à l'adresse appropriée sur l'affichage jusqu'à ce que tous les caractères soient décodés. A la fin du programme, le pointeur «ASCII» s'est déplacé de 32 positions. Ce programme nécessite 2,4 ms avec une horloge à 1 MHz pour décoder et charger 32 caractères ASCII sur le contrôleur à données décodées à 18 segments. Le programme correspondant, mais pour un 8080A, est illustré figure 13. Ce dernier nécessite 1,4 ms avec une horloge à 2 MHz pour décoder et charger 32 caractères ASCII dans le contrôleur.

Les 64 caractères ASCII, dont le modèle est présenté figure 10, peuvent être générés en utilisant le tableau de la figure 14. Ce décodeur ASCII utilise deux mots de 8 bits pour représenter chaque caractère ASCII. Le format du décodeur est valable aussi bien avec le programme de la figure 12 (6800) qu'avec celui de la figure 13 (8080A).

CONTROLEURS A DONNEES CODEES

Le contrôleur à données codées de la figure 15 est conçu pour un affichage de 32 caractères alphanumériques à 18 segments. Son fonctionnement est similaire à celui du contrôleur à données décodées de la figure 9 aux exceptions suivantes près : la RAM Motorola 6810 mémorise 32 mots ASCII à 6 bits et le AC5947 (Texas Instruments) décode ces données ASCII en données d'affichage 18 segments. Le type de caractère qui en résulte est illustré figure 6. L'échantillonnage de l'afficheur est réalisé par l'oscillateur 74LS14 et le compteur 74LS393. La lenteur de propagation à travers le AC5947 tendant à provoquer l'apparition



```
LOC   CODE OBJET           INSTRUCTIONS SOURCE

BF00               DSPLY   EQU    0BF00H

                           ORG    0E000H
E000  02   E0      ASCII   DW     DATA
E002  00           DATA    DS     32

                           ORG    0E400H
E400  01   00BF    LOAD    LXI    B,DSPLY
E403  11   00E5            LXI    D,DECDR
E406  2A   00E0            LHLD   ASCII
E409  7E           LOOP1   MOV    A,M
E40A  23                   INX    H
E408  07                   RLC
E40C  5F                   MOV    E,A
E40D  1A                   LDAX   D
E40E  02                   STAX   B
E40F  13                   INX    D
E410  03                   INX    B
E411  1A                   LDAX   D
E412  02                   STAX   B
E413  03                   INX    B
E414  79                   MOV    A,C
E415  FE   40              CPI    64
E417  C2   09E4            JNZ    LOOP1
E41A  22   00E0            SHLD   ASCII
E41D  C9                   RET
```


FIGURE 13 — Programme pour microprocesseur 8080A et organigramme d'interface avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

ASCII	SYMB.	MOT 0	MOT 1	ASCII	SYMB.	MOT 0	MOT 1
20	(SPACE)	FF	FF	40	@	44	FD
21	!	FF	BD	41	A	08	FF
22	"	DF	FD	42	B	70	ED
23	#	36	ED	43	C	C6	FF
24	$	12	ED	44	D	F0	ED
25	%	1B	D2	45	E	86	FF
26	&	F2	CA	46	F	8E	FF
27	'	FF	FD	47	G	42	FF
28	(	FF	F3	48	H	09	FF
29	)	FF	DF	49	I	F6	ED
2A	*	3F	C0	4A	J	E1	FF
2B	+	3F	ED	4B	K	8F	F3
2C	,	FF	DF	4C	L	C7	FF
2D	-	3F	FF	4D	M	C9	FA
2E	.	FF	BF	4E	N	C9	F6
2F	/	FF	DB	4F	O	C0	FF
30	0	C0	DB	50	P	0C	FF
31	1	FF	ED	51	Q	C0	F7
32	2	24	FF	52	R	0C	F7
33	3	30	FF	53	S	12	FF
34	4	19	FF	54	T	FE	ED
35	5	96	F7	55	U	C1	FF
36	6	02	FF	56	V	CF	DB
37	7	F8	FF	57	W	C9	D7
38	8	00	FF	58	X	FF	D2
39	9	18	FF	59	Y	FF	EA
3A	:	FF	3F	5A	Z	F6	DB
3B	;	FF	5F	5B	[	7F	F3
3C	<	7F	FB	5C	\	FF	F6
3D	=	37	FF	5D	]	BF	DE
3E	>	BF	FE	5E	^	FF	D7
3F	?	7C	EF	5F	_	F7	FF

FIGURE 14 — Décodage des 64 caractères ASCII utilisés dans les programmes pour microprocesseurs des figures 12 et 13 — Le graphisme des caractères à 18 segments est illustré figure 10

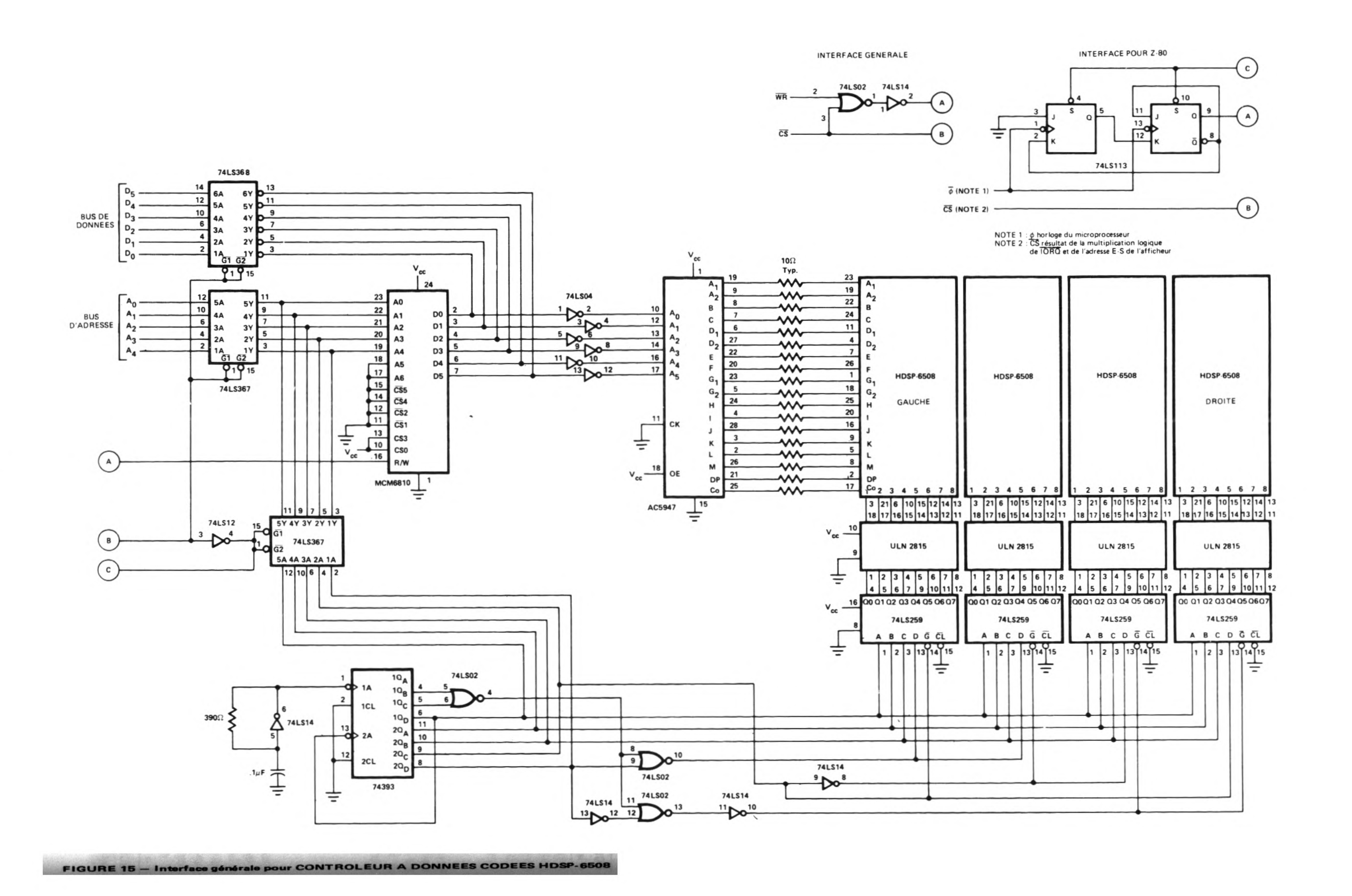
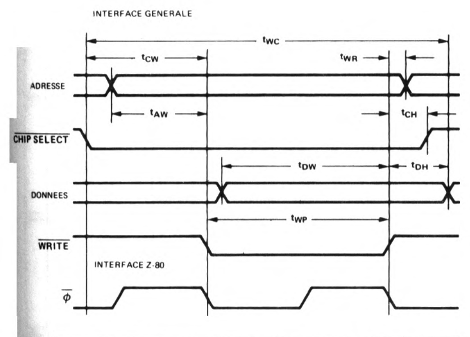


FIGURE 15 — Interface générale pour CONTROLEUR A DONNEES CODEES HDSP-6508



PARAMETRES	SYMBOLES	MIN.
CYCLE ECRITURE	t_{WC}	455 ns
RETARD ECRITURE	t_{AW}	65 ns
VALIDATION CIRCUIT ECRITURE	t_{CW}	65 ns
ETABLISSEMENT DONNEE	t_{DW}	215 ns
MAINTIEN DONNEE	t_{DH}	50 ns
IMPULSION ECRITURE	t_{WP}	340 ns
REPRISE ECRITURE	t_{WR}	40 ns
MAINTIEN VALIDATION CIRCUIT	t_{CH}	50 ns

FIGURE 16 – Diagramme des temps d'entrée des données pour le CONTROLEUR A DONNEES CODEES de la figure 15

d'aléas, l'afficheur est momentanément annihilé après la lecture de chaque nouveau caractère ASCII sur la RAM. Ceci est réalisé en découpant le temps total alloué à chaque mot en quatre parties. Durant la première, l'afficheur est éteint pour permettre le passage des données dans le AC5947; pendant les trois autres, l'afficheur est allumé. Le facteur de forme de l'affichage qui en découle est égal à (1/32) x (3/4) ou 1/42,6. L'afficheur est rafraîchi à la cadence de 130 Hz.

La donnée est introduite dans la RAM à partir des bus de données et d'adresse du microprocesseur par l'intermédiaire des lignes de commande Chip Select et Write. Lorsque Chip Select passe à l'état bas, l'adresse issue du compteur est mise à l'état haute impédance (bascule trois états) et les bus d'adresse et de données du microprocesseur sont dirigés sur la RAM. Après le retard voulu, une impulsion est appliquée à l'entrée Write pour permettre le stockage des données sur la RAM. Le diagramme des temps d'entrée des données est indiqué figure 16. Ce diagramme est très proche de celui de la figure 9 (contrôleur à données décodées), les interfaces avec les divers microprocesseurs utilisables sont identiques à ceux décrits au paragraphe CONTROLEURS A DONNEES DECODEES.

CONTROLEUR A MICROPROCESSEURS D'AFFICHAGE

Le contrôleur à microprocesseur d'affichage constitue l'interface puissante et rapide permettant de réaliser la plupart des performances demandées à un petit terminal. Le contrôleur à microprocesseur est organisé autour d'un microprocesseur secondaire ou d'un circuit LSI courant, permettant le stockage et le multiplexage de l'affichage avec des circuits d'une complexité minimale. Un tel contrôleur, permettant l'affichage de 16 caractères alphanumériques à 18 segments, est illustré figure 17. Ce circuit est conçu autour d'une interface programmable clavier/afficheur Intel 8279. La puce LSI renferme les circuits nécessaires à l'interface directe avec le bus du microprocesseur ainsi qu'une RAM 16 x 8, un compteur d'analyse programmable, un système de suppression des rebondissements sur le clavier et une logique de commande. Le 8279 est spécifiquement conçu pour l'affichage de 7 segments, toutefois, en lui adjoignant un décodeur/amplificateur ASCII-18 segments AC5947 de Texas Instruments, il est possible d'utiliser un afficheur alphanumérique à 18 segments. L'interface entre le contrôleur clavier/afficheur 8279 et le microprocesseur est réalisée par un bus de données à huit lignes bidirectionnelles, par les lignes de commande RD (Read : Lire), WR (Write : Ecrire), CS (Chip Select : Choix Segment), A_0 (Commande-Données), RESET (Remise à zéro), IRQ (Interrupt request : Demande d'interruption) et une entrée d'horloge CLK. L'afficheur est scruté par les sorties A_{0-3} et B_{0-3} connectées aux entrées du AC5947 et les sorties SL_{0-3} connectées aux circuits d'analyse du caractère. Le 74LS122 provoque un espacement entre les caractères pour éliminer l'affichage d'aléas. Capable d'analyser l'affichage, le 8279 a la possibilité d'analyser différents types de claviers, codés, décodés, ou à matrice en X-Y et de fournir une entrée données multiplexée au microprocesseur. Il permet l'entrée par groupe de données (les données se déplacent de gauche à droite tout le long de l'afficheur, avec dépassement à l'extrême gauche), l'entrée à droite (les données entrent à droite, les données précédentes glissant vers la gauche) l'entrée par RAM pour laquelle un champ de 4 bits dans le mot de commande spécifie l'adresse à laquelle le mot donnée suivant doit être écrit. Le 8279 permet que les données inscrites dans l'afficheur soient lues par le microprocesseur et fournit les commandes d'espacement ou d'effacement de l'afficheur.

Le contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP-8716, -8724, -8732, -8740, de la figure 18, constitue une interface d'affichage à 18 segments d'une très grande souplesse, il permet d'afficher quarante caractères. Il est conçu autour d'un microprocesseur spécialisé à puce unique Intel 8048. Les fonctions disponibles sont alors les suivantes : curseur clignotant, sous-programmes d'affichage de fonction d'édition, modes d'entrée des données multiples, longueur d'affichage variable, sortie des données. Ce contrôleur comporte quatre modèles de carte de circuits imprimés correspondant à l'affichage de 16, 24, 32 ou 40 caractères. L'interface avec le 8048 s'effectue par l'entremise de huit lignes entrées données (Data In), de six entrées adresse, de l'entrée validation circuit (Chip Select), de l'entrée remise à zéro (Reset), de l'entrée espacement (Blank), de six sorties données (Data Out), de la sortie données valides (Data Valid), de la sortie rafraîchissement (Refresh) et de la sortie horloge (Clock). Le logiciel intégré au 8048 fournit quatre modes d'entrée des données, entrée à gauche avec curseur clignotant, entrée à droite, entrée par bloc, entrée par RAM. La porte sortie données (Data Out) permet de lire les données enregistrées sur l'afficheur, de déterminer la configuration du mode d'entrée et la longueur d'affichage, et de localiser la position du curseur. Les portes d'entrée et de sortie de données (Data In et Data Out) étant distinctes, le CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR permet une édition de texte indépendante du microprocesseur principal. En mode d'entrée à gauche, l'édition de texte comporte les fonctions suivantes : effacement, retour du chariot, espace arrière, espace avant, insertion de caractères et correction, alors qu'en mode d'entrée à droite, elle ne fournit que les fonctions effacement et espace arrière. Le contrôleur peut s'adapter à l'affichage de plusieurs lignes.

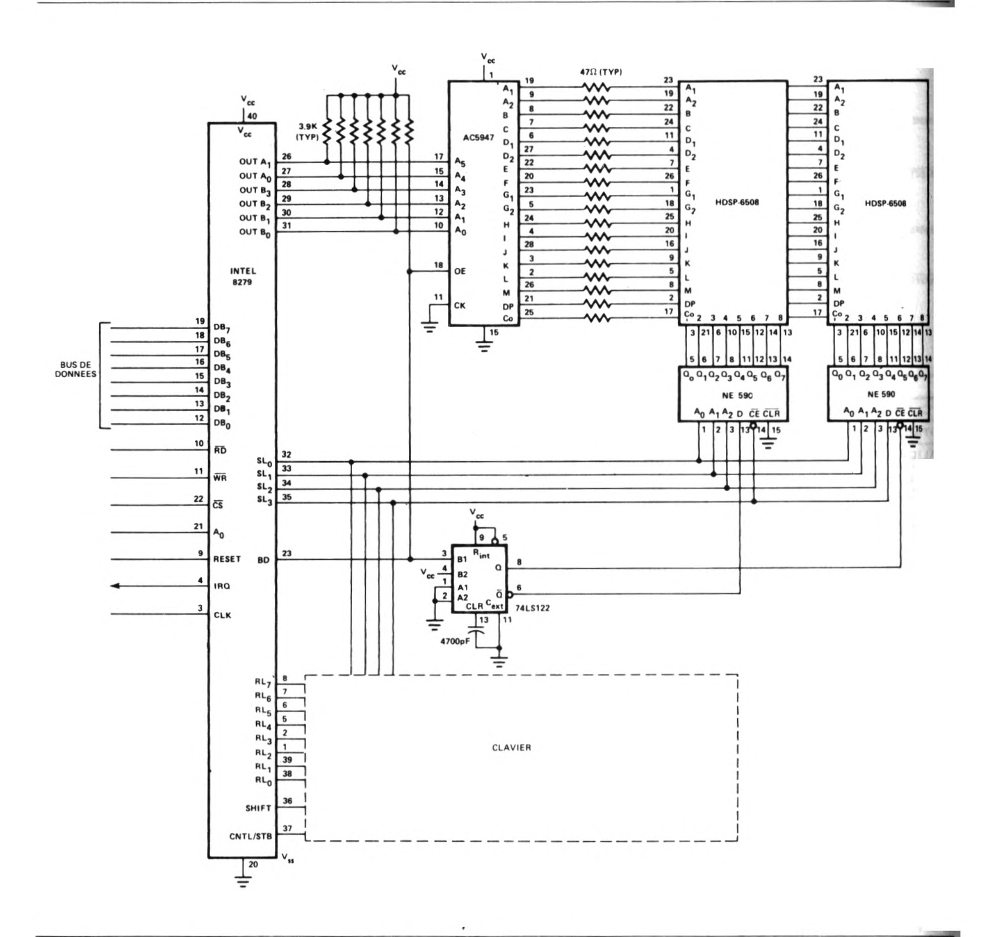


FIGURE 17 – CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR pour HDSP-6508 utilisant une interface programmable clavier afficheur

L'interface 8048-afficheur est réalisée par la sortie de la porte 2. Elle est constituée de telle façon que le microprocesseur puisse envoyer un mot de 6 bits dans l'une des trois directions sélectionnées par P_{26} et P_{27}. La sortie $\overline{PROG}$ est utilisée pour stocker ce mot à l'endroit voulu. La destination$_0$ correspond au registre hexadécimal 74LS174 dont les sorties sont décodées par les mémoires-tampon adressables 74LS259 et l'étage de commande des caractères ULN2815 (Sprague). La sortie $3F_{16}$ est décodée pour éclairer le caractère le plus à droite alors que l'adresse du caractère de l'extrême gauche passe de 18_{16} pour 40 caractères affichés à 30_{16} pour 16. La destination$_1$ correspond au décodeur/ampli de commande 18 segments, AC5947. Le AC5947 mémorise un code ASCII à 6 bits sur la transition positive de PROG. Une impulsion apparaissant sur destination$_1$ chaque fois qu'un caractère est rafraîchi, cette sortie est aussi utilisée comme sortie rafraîchissement ($\overline{Refresh}$). La destination$_2$ est la sortie données valides (Data Valid) de la porte sortie données (Data Out). Ainsi, sortie données (Data Out) consiste en une série de mots de 6 bits dirigés sur destination$_2$. Le rafraîchissement de l'afficheur s'accomplit en coupant tout d'abord les amplificateurs de caractère, en émettant un code 0_{16} vers le 74LS174, ensuite en introduisant un nouveau caractère ASCII dans le AC5947, enfin en mémorisant un nouveau mot de caractère dans le 74LS174. Le temps réel pendant lequel un caractère est allumé varie en fonction de la longueur d'affichage, pour que la cadence de rafraîchissement reste fixée à 100 Hz.

L'interface du contrôleur à microprocesseur principal dépend de l'application particulière envisagée. Le temps nécessaire à la lecture varie de 100 à 700 µs car l'information sur les entrées «entrées données» (Data In) et adresse est chargée sur le contrôleur par l'intermédiaire d'un programme

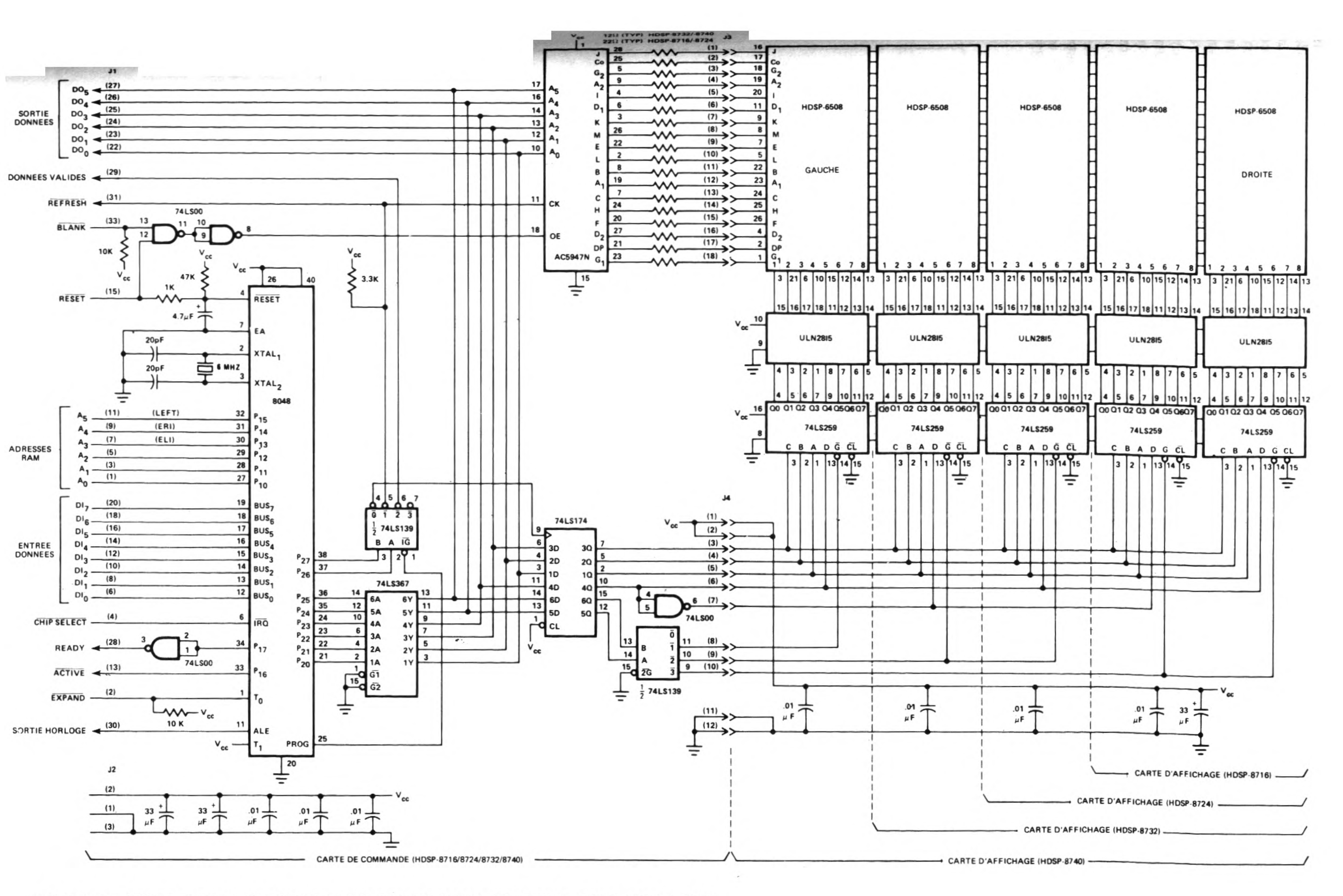


FIGURE 18 – CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR HDSP-8716, -8724, -8732 et -8740

intégré au microprocesseur 8048. Une mémoire tampon comme celle décrite dans la fiche technique des HDSP-8716, -8724, -8752, -8740 peut être utilisée entre ces entrées et les bus de données et d'adresse de l'ensemble microprocesseur principal. La mémoire tampon fournit un stockage temporaire pour éviter que le microprocesseur principal n'attende que le contrôleur à microprocesseur d'affichage ait accepté les données.

Le contrôleur d'affichage à microprocesseur de la figure 18 peut s'interfacer au système du microprocesseur principal par l'intermédiaire d'une interface adapteur de périphérique (PIA). Les entrées données (Data In) du contrôleur sont connectées à une porte de sortie du PIA. Celui-ci permet alors le dialogue avec le microprocesseur principal et, en particulier, de signaler le moment où le contrôleur à microprocesseur d'affichage est prêt à accepter un autre mot de données issu du microprocesseur principal, qui peut alors charger les données sur le contrôleur avec la plus grande rapidité possible. Le PIA permet aussi au contrôleur d'affichage de se comporter comme un étage tampon entre le microprocesseur et un clavier. Dans cette configuration, le microprocesseur principal peut fournir à l'utilisateur un message d'incitation via le contrôleur à microprocesseur d'affichage, pour lui signaler qu'il peut entrer à partir du clavier des données en utilisant les possibilités de traitement de texte du contrôleur à microprocesseur d'affichage. Une fois le message entré et traité, l'utilisateur donnera au microprocesseur principal l'ordre de lire le message final édité sur les portes sortie données. Une des portes du PIA peut être utilisée pour commander les entrées des données du contrôleur à microprocesseur d'affichage et une autre pour la porte sortie données. La figure 19 illustre un système à microprocesseur 6800 utilisant un PIA 6821

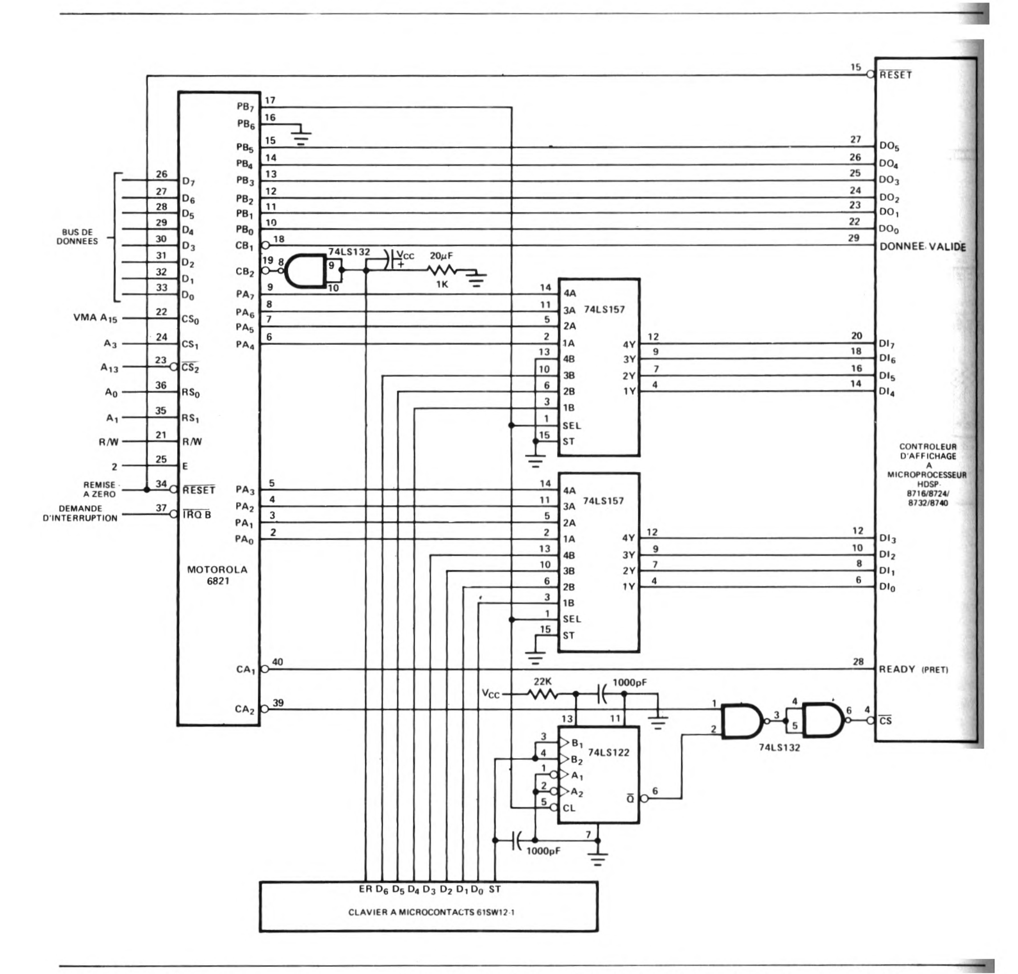
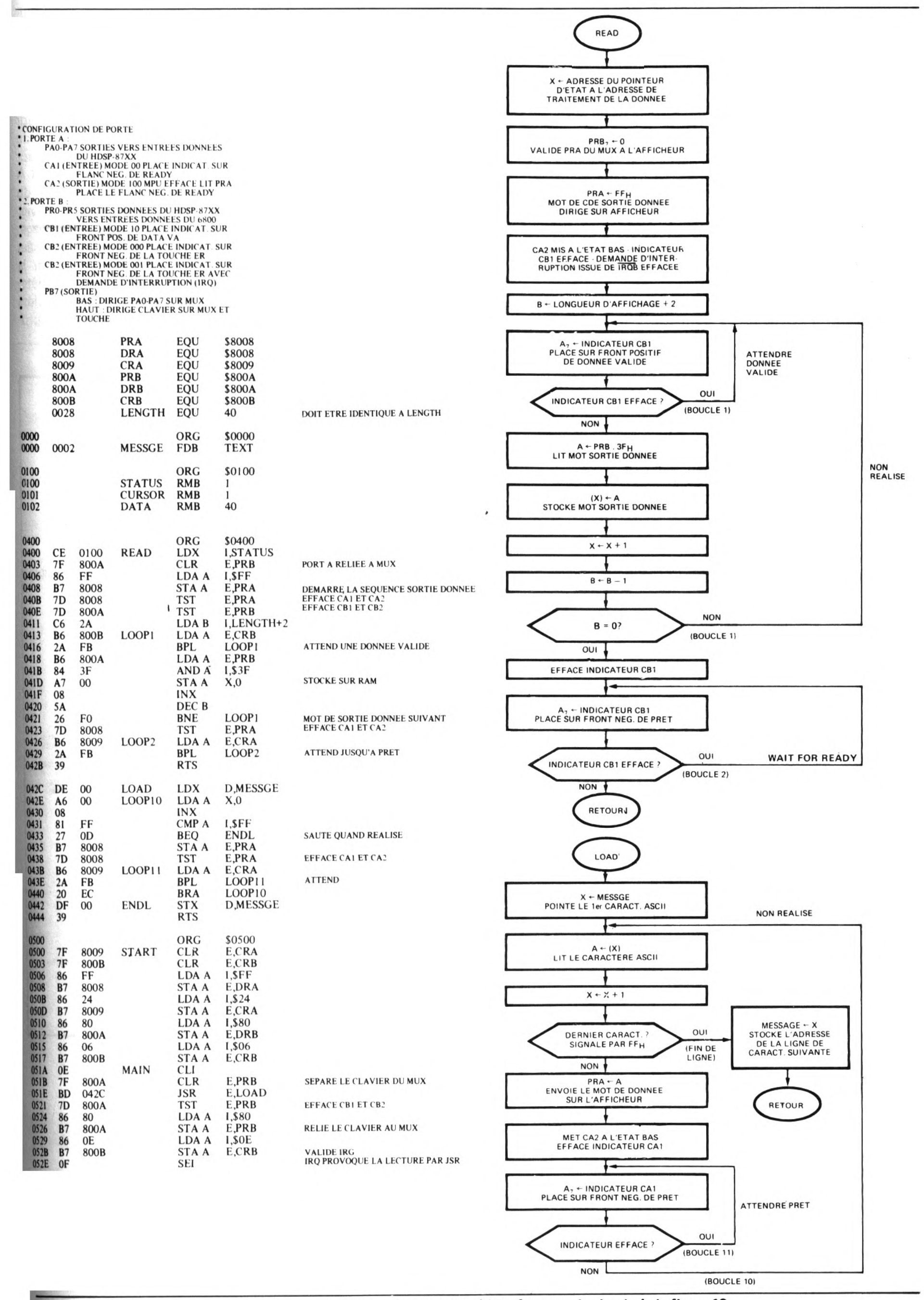


FIGURE 19 — Interface entre un microprocesseur 6800 et le CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR réalisé avec un PIA 6821 Motorola



```
*CONFIGURATION DE PORTE
*1.PORTE A :
*       PA0-PA7 SORTIES VERS ENTREES DONNEES
*               DU HDSP-87XX
*       CA1 (ENTREE) MODE 00 PLACE INDICAT. SUR
*               FLANC NEG. DE READY
*       CA2 (SORTIE) MODE 100 MPU EFFACE LIT PRA
*               PLACE LE FLANC NEG. DE READY
*2.PORTE B :
*       PR0-PR5 SORTIES DONNEES DU HDSP-87XX
*               VERS ENTREES DONNEES DU 6800
*       CB1 (ENTREE) MODE 10 PLACE INDICAT. SUR
*               FRONT POS. DE DATA VA
*       CB2 (ENTREE) MODE 000 PLACE INDICAT. SUR
*               FRONT NEG. DE LA TOUCHE ER
*       CB2 (ENTREE) MODE 001 PLACE INDICAT. SUR
*               FRONT NEG. DE LA TOUCHE ER AVEC
*               DEMANDE D'INTERRUPTION (IRQ)
*       PB7 (SORTIE)
*               BAS : DIRIGE PA0-PA7 SUR MUX
*               HAUT : DIRIGE CLAVIER SUR MUX ET
*               TOUCHE

        8008            PRA     EQU     $8008
        8008            DRA     EQU     $8008
        8009            CRA     EQU     $8009
        800A            PRB     EQU     $800A
        800A            DRB     EQU     $800A
        800B            CRB     EQU     $800B
        0028            LENGTH  EQU     40          DOIT ETRE IDENTIQUE A LENGTH

0000                            ORG     $0000
0000    0002            MESSGE  FDB     TEXT

0100                            ORG     $0100
0100                    STATUS  RMB     1
0101                    CURSOR  RMB     1
0102                    DATA    RMB     40

0400                            ORG     $0400
0400    CE  0100        READ    LDX     I,STATUS
0403    7F  800A                CLR     E,PRB       PORT A RELIEE A MUX
0406    86  FF                  LDA A   I,$FF
0408    B7  8008                STA A   E,PRA       DEMARRE LA SEQUENCE SORTIE DONNEE
040B    7D  8008                TST     E,PRA       EFFACE CA1 ET CA2
040E    7D  800A                TST     E,PRB       EFFACE CB1 ET CB2
0411    C6  2A                  LDA B   I,LENGTH+2
0413    B6  800B        LOOP1   LDA A   E,CRB
0416    2A  FB                  BPL     LOOP1       ATTEND UNE DONNEE VALIDE
0418    B6  800A                LDA A   E,PRB
041B    84  3F                  AND A   I,$3F
041D    A7  00                  STA A   X,0         STOCKE SUR RAM
041F    08                      INX
0420    5A                      DEC B
0421    26  F0                  BNE     LOOP1       MOT DE SORTIE DONNEE SUIVANT
0423    7D  8008                TST     E,PRA       EFFACE CA1 ET CA2
0426    B6  8009        LOOP2   LDA A   E,CRA
0429    2A  FB                  BPL     LOOP2       ATTEND JUSQU'A PRET
042B    39                      RTS

042C    DE  00          LOAD    LDX     D,MESSGE
042E    A6  00          LOOP10  LDA A   X,0
0430    08                      INX
0431    81  FF                  CMP A   I,$FF
0433    27  0D                  BEQ     ENDL        SAUTE QUAND REALISE
0435    B7  8008                STA A   E,PRA
0438    7D  8008                TST     E,PRA       EFFACE CA1 ET CA2
043B    B6  8009        LOOP11  LDA A   E,CRA
043E    2A  FB                  BPL     LOOP11      ATTEND
0440    20  EC                  BRA     LOOP10
0442    DF  00          ENDL    STX     D,MESSGE
0444    39                      RTS

0500                            ORG     $0500
0500    7F  8009        START   CLR     E,CRA
0503    7F  800B                CLR     E,CRB
0506    86  FF                  LDA A   I,$FF
0508    B7  8008                STA A   E,DRA
050B    86  24                  LDA A   I,$24
050D    B7  8009                STA A   E,CRA
0510    86  80                  LDA A   I,$80
0512    B7  800A                STA A   E,DRB
0515    86  06                  LDA A   I,$06
0517    B7  800B                STA A   E,CRB
051A    0E              MAIN    CLI
051B    7F  800A                CLR     E,PRB       SEPARE LE CLAVIER DU MUX
051E    BD  042C                JSR     E,LOAD
0521    7D  800A                TST     E,PRB       EFFACE CB1 ET CB2
0524    86  80                  LDA A   I,$80
0526    B7  800A                STA A   E,PRB       RELIE LE CLAVIER AU MUX
0529    86  0E                  LDA A   I,$0E
052B    B7  800B                STA A   E,CRB       VALIDE IRG
052E    0F                      SEI                 IRQ PROVOQUE LA LECTURE PAR JSR
```


FIGURE 20 – Programme pour microprocesseur 6800 et ordinogramme d'interface avec le circuit de la figure 19

Motorola pour commander le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE de la figure 18. La sortie PB_7 du PIA détermine si les données sont entrées dans le contrôleur à partir du système à microprocesseur ou du clavier. Les lignes de commande CA_1 et CA_2 servent à l'échange de données à l'entrée pour permettre de charger les données à la plus grande vitesse possible. La donnée est lue par le microprocesseur principal à travers la porte B du PIA, en utilisant l'entrée CB_1, pour échantillonner les données.

Le programme pour 6800 de la figure 20 permet d'utiliser le PIA de la figure 19. La partie du programme qui suit «START» (Départ) initialise le PIA 6821. Une fois initialisé, il peut soit charger les données sur le contrôleur via le microprocesseur principal, soit les charger sur le contrôleur par le clavier, soit lire les données dans le microprocesseur principal sur la porte sortie données. L'instruction CLR E, PRB localisée en $051B_{16}$, met PB_7 à l'état bas pour connecter les sorties des portes A aux entrées données du contrôleur. Le sous-programme «LOAD» charge alors une série de mots de 8 bits dans le contrôleur, jusqu'à ce qu'apparaisse FF_{16} pour signaler la fin du message d'incitation. La séquence d'instruction LDA A I, S80 et STA A E, PRB localisée en 0526_{16}, met PB_7 à l'état haut pour raccorder les sorties du clavier aux entrées données du contrôleur. Dans ce mode de fonctionnement, l'utilisateur peut entrer ou traiter la donnée sur le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE. L'entrée 4B du 74LS157 a été mise à la masse pour éviter que le clavier charge un mot de commande sur le contrôleur d'affichage. Les instructions LDA A I, S0E et STA A E, CRB localisées en $052B_{16}$, permettent l'arrêt du microprocesseur par la touche «ER» du clavier lorsque le message a été complètement traité. Le sous-programme «READ» (Lire) est alors utilisé pour lire les données dans le système du micropro-

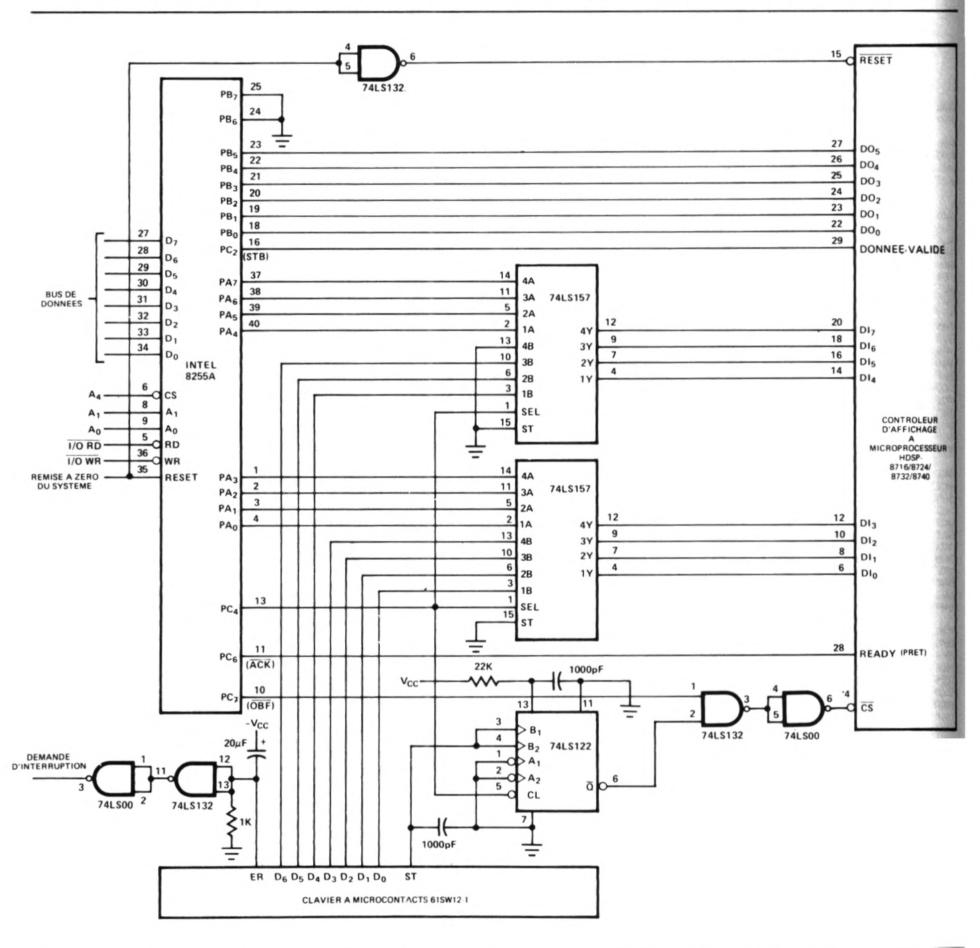
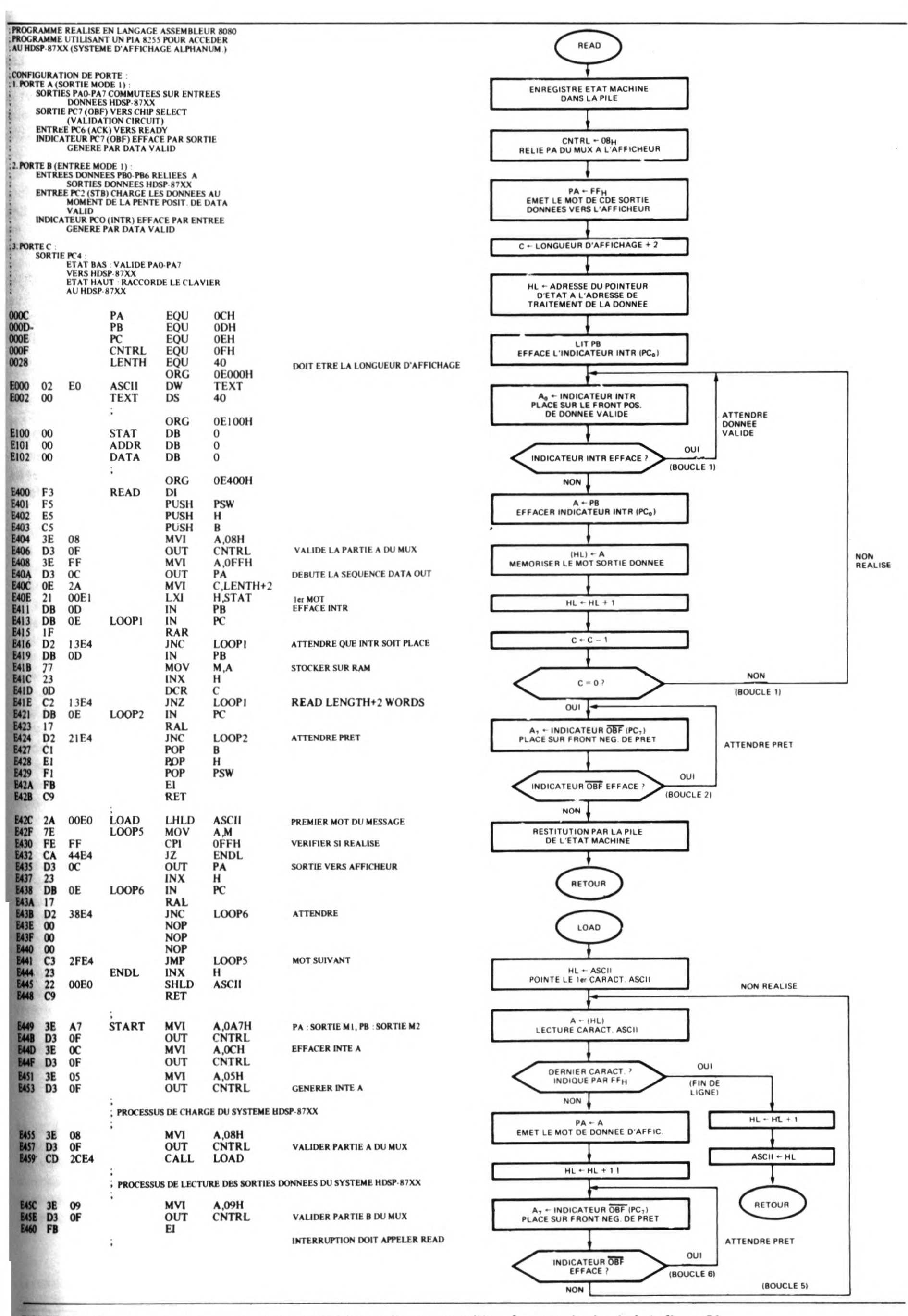


FIGURE 21 – Interface entre un microprocesseur 8080A et le CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR réalisé avec un PIA Intel



```
;PROGRAMME REALISE EN LANGAGE ASSEMBLEUR 8080
;PROGRAMME UTILISANT UN PIA 8255 POUR ACCEDER
;AU HDSP-87XX (SYSTEME D'AFFICHAGE ALPHANUM.)
;
;
;CONFIGURATION DE PORTE :
;1. PORTE A (SORTIE MODE 1) :
;       SORTIES PA0-PA7 COMMUTEES SUR ENTREES
;               DONNEES HDSP-87XX
;       SORTIE PC7 (OBF) VERS CHIP SELECT
;               (VALIDATION CIRCUIT)
;       ENTREE PC6 (ACK) VERS READY
;       INDICATEUR PC7 (OBF) EFFACE PAR SORTIE
;               GENERE PAR DATA VALID
;
;2. PORTE B (ENTREE MODE 1) :
;       ENTREES DONNEES PB0-PB6 RELIEES  A
;               SORTIES DONNEES HDSP-87XX
;       ENTREE PC2 (STB) CHARGE LES DONNEES AU
;               MOMENT DE LA PENTE POSIT. DE DATA
;               VALID
;       INDICATEUR PC0 (INTR) EFFACE PAR ENTREE
;               GENERE PAR DATA VALID
;
;3. PORTE C :
;       SORTIE PC4 :
;               ETAT BAS : VALIDE PA0-PA7
;               VERS HDSP-87XX
;               ETAT HAUT : RACCORDE LE CLAVIER
;               AU HDSP-87XX

000C                PA      EQU   0CH
000D                PB      EQU   0DH
000E                PC      EQU   0EH
000F                CNTRL   EQU   0FH
0028                LENTH   EQU   40        DOIT ETRE LA LONGUEUR D'AFFICHAGE
                            ORG   0E000H
E000  02  E0        ASCII   DW    TEXT
E002  00            TEXT    DS    40
                    ;
                            ORG   0E100H
E100  00            STAT    DB    0
E101  00            ADDR    DB    0
E102  00            DATA    DB    0
                    ;
                            ORG   0E400H
E400  F3            READ    DI
E401  F5                    PUSH  PSW
E402  E5                    PUSH  H
E403  C5                    PUSH  B
E404  3E  08                MVI   A,08H
E406  D3  0F                OUT   CNTRL     VALIDE LA PARTIE A DU MUX
E408  3E  FF                MVI   A,0FFH
E40A  D3  0C                OUT   PA        DEBUTE LA SEQUENCE DATA OUT
E40C  0E  2A                MVI   C,LENTH+2
E40E  21  00E1              LXI   H,STAT    1er MOT
E411  DB  0D                IN    PB        EFFACE INTR
E413  DB  0E        LOOP1   IN    PC
E415  1F                    RAR
E416  D2  13E4              JNC   LOOP1     ATTENDRE QUE INTR SOIT PLACE
E419  DB  0D                IN    PB
E41B  77                    MOV   M,A       STOCKER SUR RAM
E41C  23                    INX   H
E41D  0D                    DCR   C
E41E  C2  13E4              JNZ   LOOP1     READ LENGTH+2 WORDS
E421  DB  0E        LOOP2   IN    PC
E423  17                    RAL
E424  D2  21E4              JNC   LOOP2     ATTENDRE PRET
E427  C1                    POP   B
E428  E1                    POP   H
E429  F1                    POP   PSW
E42A  FB                    EI
E42B  C9                    RET
                    ;
E42C  2A  00E0      LOAD    LHLD  ASCII     PREMIER MOT DU MESSAGE
E42F  7E            LOOP5   MOV   A,M
E430  FE  FF                CPI   0FFH      VERIFIER SI REALISE
E432  CA  44E4              JZ    ENDL
E435  D3  0C                OUT   PA        SORTIE VERS AFFICHEUR
E437  23                    INX   H
E438  DB  0E        LOOP6   IN    PC
E43A  17                    RAL
E43B  D2  38E4              JNC   LOOP6     ATTENDRE
E43E  00                    NOP
E43F  00                    NOP
E440  00                    NOP
E441  C3  2FE4              JMP   LOOP5     MOT SUIVANT
E444  23            ENDL    INX   H
E445  22  00E0              SHLD  ASCII
E448  C9                    RET
                    ;
E449  3E  A7        START   MVI   A,0A7H    PA : SORTIE M1, PB : SORTIE M2
E44B  D3  0F                OUT   CNTRL
E44D  3E  0C                MVI   A,0CH     EFFACER INTE A
E44F  D3  0F                OUT   CNTRL
E451  3E  05                MVI   A,05H
E453  D3  0F                OUT   CNTRL     GENERER INTE A
                    ;
                    ; PROCESSUS DE CHARGE DU SYSTEME HDSP-87XX
                    ;
E455  3E  08                MVI   A,08H
E457  D3  0F                OUT   CNTRL     VALIDER PARTIE A DU MUX
E459  CD  2CE4              CALL  LOAD
                    ;
                    ; PROCESSUS DE LECTURE DES SORTIES DONNEES DU SYSTEME HDSP-87XX
                    ;
E45C  3E  09                MVI   A,09H
E45E  D3  0F                OUT   CNTRL     VALIDER PARTIE B DU MUX
E460  FB                    EI
                    ;                   INTERRUPTION DOIT APPELER READ
```


FIGURE 22 – Programme pour microprocesseur 8080A et ordinogramme d'interface avec le circuit de la figure 21

cesseur principal. En premier lieu, le sous-programme «READ» émet le mot de commande spécial, FF_{16}, sur les entrées données du CONTROLEUR D'AFFICHAGE qui commence à sortir séquentiellement ses données. Le contrôleur émet une série de mots de sortie données qui définissent le mode d'entrée, la longueur d'affichage, l'emplacement du curseur et le texte ASCII stocké dans le CONTROLEUR D'AFFICHAGE. A l'intérieur du programme, «LOOP 1» (Boucle 1) consulte en permanence la sortie données valides (Data Valid) et attend jusqu'à ce qu'apparaisse le mot d'état en sortie du contrôleur. Le mot d'état (STATUS WORD), le mot d'adresse curseur (CURSOR ADDRESS) qui suit, la ligne de caractères ASCII sont alors stockées en mots consécutifs de mémoire bloc-note débutant à l'adresse «STATUS».

Une interface à PIA similaire, mais pour microprocesseur 8080A, est décrit figure 21, il utilise un PIA 8255A Intel. Cette interface fonctionne sur le même principe que le PIA 6821. La sortie PC_4 détermine si les entrées données (Data In) du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE à 18 segments de la figure 18 sont connectées au microprocesseur 8080A ou au clavier. Les lignes de commande PC_6 et PC_7 servent à l'échange de données à l'entrée entre le 8080A et le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE. La donnée est lue dans le système du 8080A par l'intermédiaire de la porte B du PIA utilisant PC_2 pour échantillonner les données.

Le programme pour 8080A de la figure 22 utilise l'interface à PIA de la figure 21. Le programme du microprocesseur suivant «START» (Départ) initialise le PIA 8255A. Les instructions MVI A, 08H et OUT CNTRL localisées en $E457_{16}$ mettent PC_4 à l'état bas pour connecter le port A (Port A) du PIA aux entrées Data In du contrôleur aux entrées Data In du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE.

Le sous-programme «LOAD» (Chargement) permet alors d'introduire un message d'incitation dans le contrôleur. Les instructions MVI A, 09H et OUT CNTRL localisées en $E45E_{16}$ connectent le clavier aux entrées Data In du contrôleur. Dans ce mode, l'utilisateur peut entrer les données dans le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE ou traiter une ligne existante. Le sous-programme «READ» (Lecture) est alors utilisé pour lire les données sur le port Data Out dans le système à microprocesseur 8080A.

Le sous-programme «READ» démarre la séquence de sortie des données en émettant le mot de commande spécial FF_H sur les entrées Data In du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE. Ensuite, le sous-programme lit les séries de mots de données en sortie du contrôleur et les stocke momentanément sous forme de mots consécutifs sur la mémoire bloc-note lorsque apparaît l'adresse STAT.



NOTE D'APPLICATIONS 1004

Détection de seuils par photocoupleur HCPL-3700 dans les systèmes de surveillance industrielle

INTRODUCTION

Les circuits logiques électroniques, utilisés dans un environnement contaminé, mettent rapidement les ingénieurs en face d'ennuis et d'accidents d'interface entre la fonction logique et la fonction à contrôler. Ces problèmes, particulièrement aigus dans l'environnement industriel perturbé par les parasites transmis par le secteur ou produit par les moteurs ou la foudre, peuvent même dans certains cas aller jusqu'à la destruction du système de surveillance logique lui-même. De telles situations amènent le concepteur à faire appel à des solutions qui permettent d'isoler la fonction logique de la fonction d'entrée ou de sortie. Les méthodes d'isolement traditionnelles consistent à faire appel à des éléments tels que condensateurs, relais, transformateurs ou photocoupleurs. Ces derniers offrent sans conteste les meilleures performances de vitesse, de réponse en courant continu, de forte réjection de mode commun et de faible capacité de couplage entrée-sortie.

Dans la mise en oeuvre d'une interface entre un système perturbé et un système logique, il est recommandé, sinon obligatoire, de prévoir quelques points de test (signaux de commutation ou niveaux de seuil) où le signal peut être considéré comme une référence valable. Le signal de commande, ou de contre réaction, peut être continu, alternatif, de niveau compris entre 5 V et 110 ou 240 V. L'étude d'un tel système à commutation de seuil peut devenir plus qu'un problème banal. C'est particulièrement vrai avec les photocoupleurs lorsque l'on considère la gamme des rapports de transfert en courant que l'on peut trouver.

Le problème peut être facilement résolu en utilisant le photocoupleur Hewlett-Packard 3700 qui combine, sur une seule puce à huit broches en boîtier DIL, une entrée continue, une entrée alternative avec sa fonction détection en courant ou en tension et un photocoupleur à très forte tension d'isolement.

Le schéma simplifié de la figure 1 en donne le principe. Le 3700 est constitué d'une cellule de détection double alternance suivie d'un circuit de détection de seuil intégré,

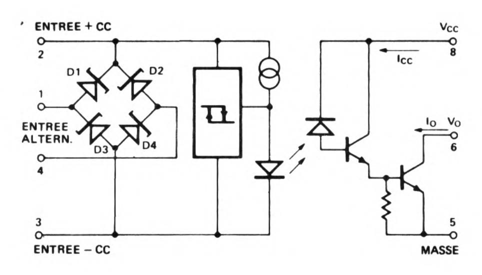


FIGURE 1 — Schéma de principe du HCPL-3700

d'une DEL et d'un circuit détecteur intégré. Ce dernier détecteur comporte une photodiode et un amplificateur Darlington à grand gain.

Le circuit d'entrée fonctionne en continu ou en alternatif et fournit un niveau de seuil avec hystérésis compensé en température et garanti. Le seuil de commutation peut être augmenté par l'adjonction d'une simple résistance extérieure.

La détection du niveau de seuil se faisant dans les circuits d'entrée avant isolement et amplification par l'étage à grand gain, les variations du rapport de transfert de courant dans le temps ou entre dispositifs ont une influence moindre.

Outre la possibilité d'être attaquées par des signaux alternatifs ou continus, les diodes Zener du pont fournissent un écrêtage de la tension d'entrée pour protéger le circuit de seuil ou les DEL lorsque se présentent une surtension ou un surcourant. La DEL est alimentée par une source de courant à découpage.

La sortie du photocoupleur est constituée par un Darlington à grand gain et à collecteur ouvert, elle est compatible TTL ou CMOS. Son pouvoir de réjection en mode commun et son immunité contre les transitoires de 600 V/µs permettent une excellente séparation entrée-sortie. Sa tension d'isolement atteint 3000 VCC. Il est recommandé de l'utiliser dans une plage de température comprise entre 0 et 70°C.

Le HCPL-3700 répond aux exigences d'environnement des systèmes de surveillance industrielle pour l'interface entre les signaux issus d'équipement alimentés en courant alternatif ou continu et les circuits logiques de commande. Le contrôle de la fermeture de contacts ou de la tension d'excitation de relais, la détection de défauts de fonctionnement des circuits de contacts de proximité ou de jauges, la surveillance des signaux issus de capteurs de température ou de pression peuvent être réalisés avec le HCPL-3700 lorsque de forts isolements sont nécessaires.

Caractéristiques

L'étude des caractéristiques tension-courant à l'entrée et de transfert entrée-sortie permet de mieux comprendre le fonctionnement du HCPL-3700. La figure 2 fournit les caractéristiques $I_{entrée}/V_{entrée}$ (mA et V) en courant continu et alternatif.

Le circuit d'entrée en CC est équivalent à une résistance de 1000 Ω en série avec une tension de déchet de 1 V. Si les broches CA (1 à 4) ne sont pas utilisées, la tension continue à l'entrée peut atteindre 12 V (2 fois la tension de Zener des diodes) avant que n'ait lieu l'écrêtage. Si l'on raccorde les broches 1, 4 (entrée CA) à la masse ou respectivement aux bornes 2 et 3 (entrée CC), l'écrêtage du signal d'entrée aura lieu pour 6 V (1 fois la tension de Zener). Pendant l'écrêtage, il est important que le courant reste en deçà de certaines limites. D'autre part, pour éviter un débit trop important dans la diode substrat, la tension de polarisation en inverse à l'entrée CC ne doit pas dépasser – 0,5 V. Le choix du niveau de seuil de la tension d'entrée est déterminée par les conditions de fonctionnement du système. L'avantage de la fixation des signaux d'entrée à de faibles niveaux limite le courant inverse dans la DEL ainsi que la puissance à l'entrée du système sous l'action de fortes tensions parasites ou de transitoires courantes dans un environnement industriel. La limitation interne permet parfois de se passer d'éléments de protection additionnels.

L'entrée alternative est assez semblable à l'entrée continue, elle possède en plus deux tensions directes de diode (une tension de Zener plus une tension de diode polarisée en direct), et présente une symétrie pour des polarisations positives ou négatives. Il n'est pas possible de modifier le niveau de seuil par combinaison de broches.

Les caractéristiques de transfert illustrées figure 3 montrent comment la tension de sortie varie en fonction de la tension ou du courant d'entrée. L'hystérésis voulue améliore l'immunité au bruit et maintient un temps de réponse rapide (t_r, t_f) même pour les signaux d'entrée à variation lente.

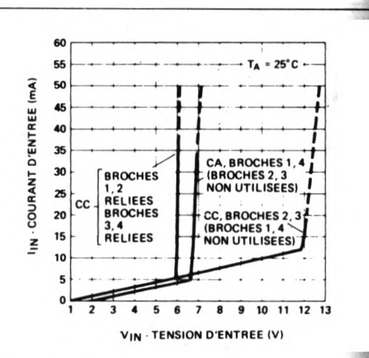


FIGURE 2 — Caractéristiques d'entrée typiques I_{IN} en fonction de V_{IN}

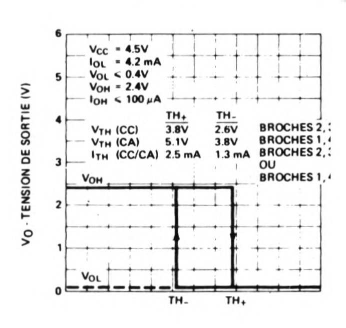


FIGURE 3 — Caractéristiques de transfert typiques du HCPL-3700

L'hystérésis du système est définie :
en tension par $V_{HYS} = V_{TH+} - V_{TH-}$, ou
en courant par $I_{HYS} = I_{TH+} - I_{TH-}$.
La sortie du photocoupleur se met à l'état bas dès que la tension (ou le courant) d'entrée dépasse V_{TH+} (ou I_{TH+}). Elle repasse à l'état haut dès que la tension (ou le courant) à l'entrée devient inférieure à V_{TH-} (ou I_{TH-}).

Le HCPL-3700 a des niveaux de commutation de seuil préprogrammés en continu comme en alternatif. D'autres niveaux peuvent être définis en utilisant une simple résistance en série dans le circuit d'entrée (voir équation 1). Il est parfois intéressant de répartir cette résistance par moitié sur chaque borne d'entrée pour améliorer la protection contre les transitoires et limiter la puissance dissipée par une seule résistance.

La figure 4 illustre quatre interfaces courantes lorsque l'on utilise un microprocesseur comme système de surveillance industriel. Les trois premières sont étudiées dans la présente note.

Exemple 1
La tension continue appliquée aux bornes d'un moteur permet de surveiller sa vitesse et ses conditions de charge.

Exemple 2
Un circuit de commande est constitué par un interrupteur de sécurité destiné à établir ou couper un circuit alimenté sous 115 V (ou 220 V) pour des raisons de commodité, et un HCPL-3700 pour améliorer son immunité au bruit.

Exemple 3
Un HCPL-3700 est utilisé pour surveiller l'alimentation secteur (baisse de tension ou coupure) d'un contrôleur. L'emploi d'une résistance shunt pour améliorer la précision du seuil est étudié à ce propos.

La figure montre de plus qu'il est possible d'employer deux HCPL-3700 pour définir les limites haute et basse entre lesquelles peut varier une température dans un processus industriel. Noter que dans ce cas, les niveaux de commutation du photocoupleur doivent être beaucoup plus précis que dans les autres exemples. Un quatrième exemple étudie l'utilisation d'une ligne téléphonique louée pour transmettre les informations au HCPL-3700.

Exemple 1 : Seuil de tension en continu

La surveillance du moteur à courant continu a pour but prioritaire de fournir l'indication de sa vitesse de rotation minimale avant de le faire travailler. Si la tension appliquée V_M est supérieure à 5 V, on suppose la vitesse voulue atteinte. La tension maximale appliquée est de 10 V. La figure 5 montre l'organisation du circuit pour cette application (les symboles sont définis dans l'appendice).

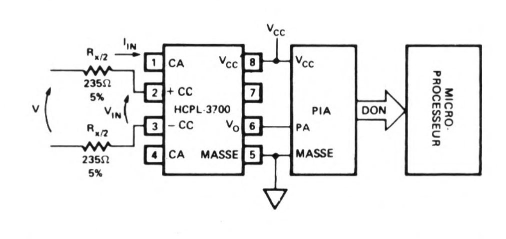


FIGURE 5 — Utilisation d'un HCPL-3700 en interface tension CC - microprocesseur

Le système fonctionne dans les conditions suivantes :

Niveaux des tensions extérieures (V_M)

V_+ = **5VCC (50%)**

$V_{crête}$ = **10VCC**

Niveaux d'entrée du HCPL-3700

V_{TH+} = **3,8V**

V_{TH-} = **2,6V**

V_{ICH3} = **12V**

I_{TH+} = **2,5mA**

I_{TH-} = **1,3mA**

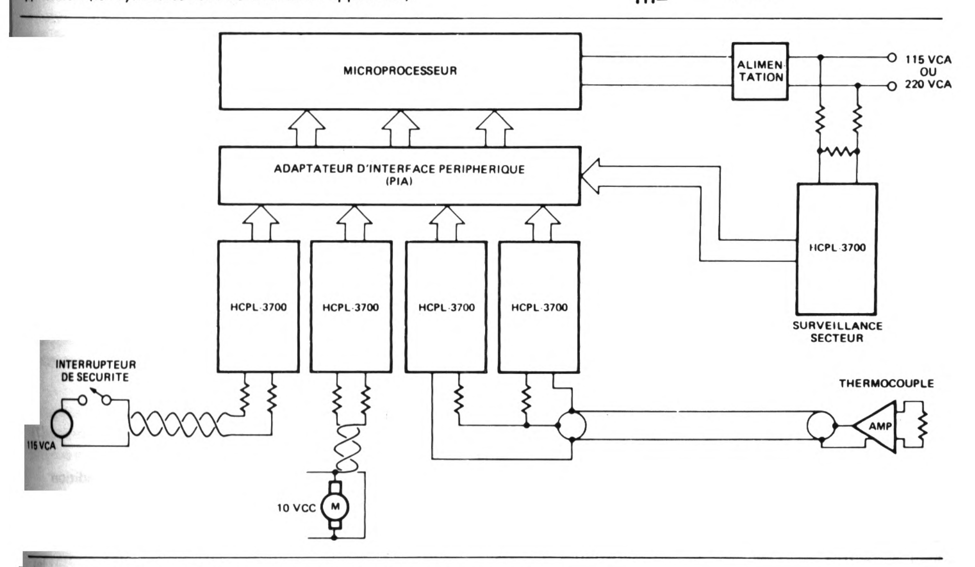


FIGURE 4 — Utilisation de HCPL-3700 comme interface CC ou CA - microprocesseur

Pour un seuil de 5 V, R_X est calculé de la façon suivante :

$$R_x = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \quad (1)$$

$$= \frac{5V - 3,8V}{2,5mA}$$

$$R_x = 480\Omega \qquad (470\Omega \pm 5\%)$$

Ce qui donne comme niveau de seuil inférieur :

$$V_- = I_{TH-}\, R_x + V_{TH-} \quad (2)$$

$$= (1,3mA)\, 470\Omega + 2,60V$$

$$V_- = 3,21V$$

En tenant compte des tolérances sur les caractéristiques du HCPL-3700 et sur la résistance R_X (5%), la variation du V_+ peut être comprise entre + 12,4% et – 15%, celle de V_- entre + 14% et – 23,5% (Nota : Pour une tension extérieure faible, le niveau de seuil V_+, comparable en amplitude à V_{TH+} du photocoupleur ($V_+ \leqslant 10\ V_{TH+}$), les tolérances ne sont pas améliorées avec une résistance R_X à 1%; par contre, si $V_+ > 10\ V_{TH+}$, une résistance à 1% réduira les variations de V_+).

En réalisant un montage série-parallèle, il est possible de déterminer extérieurement V_+ et V_-. Se reporter à l'exemple 3.

La puissance dissipée par R_X dépend de la validité de l'une des deux inégalités suivantes :

si

$$\frac{V_+}{V_{crête}} > \frac{V_{TH+}}{V_{IHC}} \quad \text{(}V_{IN}\text{ ne provoque pas le verrouillage)} \quad (3)$$

si

$$\frac{V_+}{V_{crête}} < \frac{V_{TH+}}{V_{IHC}} \quad \text{(}V_{IN}\text{ provoque le verrouillage)} \quad (4)$$

V_{IHC} représentant la valeur particulière de la tension de seuil à l'entrée indiquée dans les caractéristiques relevées sur la fiche technique.

Dans ce cas, les broches 1 et 4 ne sont pas connectées en continu, il n'y aura pas de tension de seuil car :

$$\frac{V_+}{V_{crête}} > \frac{V_{TH+}}{V_{IHC3}}$$

$$\frac{5V}{10V} > \frac{3,8V}{12,0V}$$

Par suite, il est prudent de prévoir une résistance R_X de dissipation maximale aux conditions pour lesquelles la tension de seuil ne s'établit pas. Elle se calcule de la façon suivante :

$$P_{R_x} = \frac{\left[V_{crête}\left(\frac{R_x}{R_x + 1\,k\Omega}\right)\right]^2}{R_x} \quad \text{(Entrée non verrouillée)} \quad (5)$$

$$= \frac{\left[10V\left(\frac{470\Omega}{1470\Omega}\right)\right]^2}{470\Omega}$$

$$P_{R_x} = 21,8mW$$

Si la condition $V_+/V_{crête} < V_{TH+}/V_{IHC}$ est réalisée (tension d'entrée verrouillée), la formule donnant la dissipation maximale de R_X devient :

$$P_{R_x} = \frac{\left(V_{crête} - V_{IHC}\right)^2}{R_x} \quad \text{(Entrée verrouillée)} \quad (6)$$

Le courant d'entrée ou la puissance doivent être calculés pour être compatibles avec les possibilités du HCPL-3700. Dans les conditions de verrouillage de la tension d'entrée, on obtient :

$$I_{IN} = \frac{V_{crête} - V_{IHC}}{R_x} < I_{IN\,(max)} \quad (7)$$

$$P_{IN} = V_{IHC}\,(I_{IN}) < P_{IN\,(max)} \quad (8)$$

} Condition de verrouillage

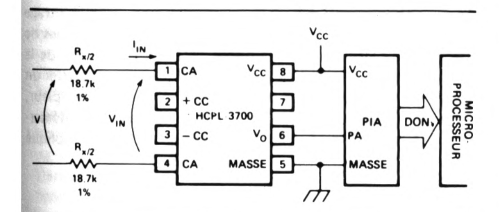


FIGURE 6 — Interface tension alternative - microprocesseur à l'aide d'un HCPL-3700

Dans les conditions de non verrouillage de la tension d'entrée, le courant maximal à l'entrée et la puissance admissibles ne seront pas dépassés, ceci ne se produisant que dans les conditions de verrouillage.

La sortie n'a pas besoin d'être chargée, l'adaptateur d'interface périphérique (PIA), un MC-6821, par exemple, possédant une résistance de source interne raccordée à ses entrées.

Exemple 2 : Fonctionnement en alternatif

La figure 6 montre une application en alternatif. Elle concerne un système comportant un contact de sécurité coupant un circuit 115 V. Ce genre de circuit est communément alimenté en alternatif et le HCPL-3700 possède la cellule de redressement nécessaire. En se servant de ce photocoupleur comme interface avec l'adaptateur d'interface périphérique, il est possible soit de ne pas filtrer le signal alternatif, soit de le filtrer à l'entrée ou à la sortie du système. Le choix entre ces trois possibilités est étudié ci-après. La solution la plus simple consiste à ne pas filtrer mais le programme doit prévoir un processus de détection. Le filtrage en sortie, méthode classique, peut présenter certains problèmes avec une logique TTL lorsque le temps d'établissement du signal à l'entrée est lent. Le filtrage à l'entrée élimine le problème de la constante de temps à l'établissement mais augmente le retard à l'entrée.

Fonctionnement sans filtrage

Dans cet exemple, on choisit une valeur de 98 V en se basant sur 60% de la valeur crête. Régler un contact de sécurité à 60% du niveau du signal procure une immunité suffisante contre le bruit sur une ligne ouverte en 115 V alternatif lorsque le HCPL-3700 est monté de façon à fonctionner pour des tensions secteur à – 15% de leur valeur nominale quand le contact de sécurité est fermé.

La valeur de R_X pour le niveau de détection de seuil sans la capacité de filtrage C, aux bornes d'entrée continu, est obtenue de la façon suivante :

$$R_x = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \qquad V_{TH+} = 5{,}1V \qquad (9)$$

(Tension alternative instantanée)

$$I_{TH+} = 2{,}5mA$$

$$R_x = \frac{98V - 5{,}1V}{2{,}5mA}$$

$R_x = 37{,}2k\Omega$ **(Utiliser sur chaque conducteur d'entrée une résistance $R_X/2 = 18{,}7k\Omega$, 1%)**

Le niveau de seuil inférieur sera de :

$$V_- = I_{TH-}R_x + V_{TH-} \qquad (10)$$

$$= (1{,}3mA)(37{,}4k\Omega) + 3{,}8V$$

$V_- = 52{,}4V$ **(32% de la tension crête à l'entrée)**

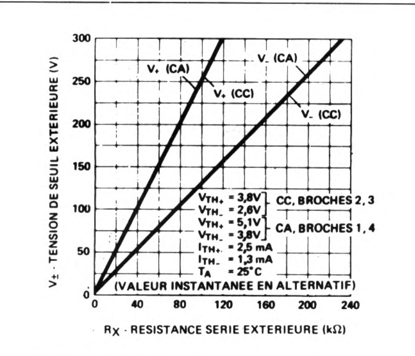


FIGURE 7 — Caractéristique typique de seuil extérieur

La figure 7 permet de sélectionner graphiquement la valeur de R_X pour une valeur particulière de la tension de seuil extérieure $V_\pm$.

La figure 8 indique, pour la valeur de R_X ci-dessus, la forme du signal en sortie du HCPL-3700 pour $V_+ = 98$ V (60% de la tension crête).

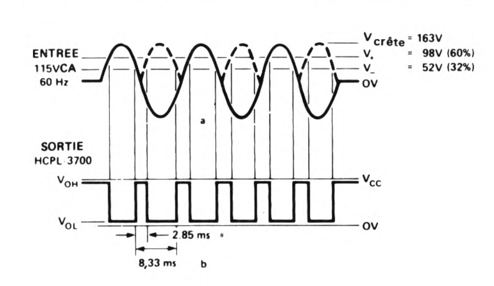


FIGURE 8 — Forme du signal en sortie du HCPL-3700 suivant montage de la figure 7 sans filtrage

Pour déterminer la durée de l'état haut, se reporter à la figure 9 et à l'équation (11).

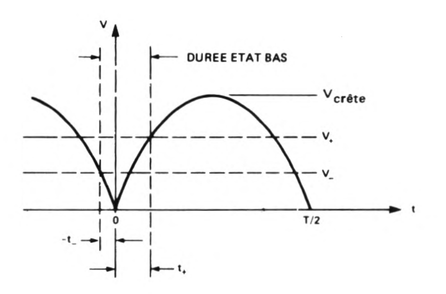


FIGURE 9 — Détermination de la durée état haut - état bas

A cause de la symétrie de l'onde sinusoïdale, l'état haut dure $t_- + t_+$, $t_\pm$ étant calculé avec la formule suivante :

$$t_\pm = \frac{T}{360^\circ} \sin^{-1}\left(\frac{V_\pm}{V_{crête}}\right) \quad (11)$$

l'arc sinus étant exprimé en degrés, T étant la période du signal.

Sans filtrage, la forme d'onde doit être utilisée comme une information. Il faut créer un programme qui provoque l'examen à intervalle régulier du signal par le microprocesseur de façon à déterminer si la tension alternative est toujours présente à l'entrée du HCPL-3700. Ce montage évite les problèmes de filtrage et les retards qui en résultent, mais demande une programmation plus complexe du microprocesseur.

Fonctionnement en alternatif avec filtrage à l'entrée

Une méthode valable pour obtenir un état bas continu en sortie, en présence du signal alternatif à l'entrée, est de placer une capacité de filtrage entre les bornes 2 et 3 (entrée CC), le signal alternatif étant appliqué entre les bornes 2 et 3 (entrée CC), le signal alternatif étant appliqué entre les bornes 1 et 4 (redresseur double alternance). Ce filtrage à l'entrée permet une plus grande souplesse d'adaptation du HCPL-3700 à l'interface directe avec un circuit TTL ou CMOS, en éliminant le ralentissement du temps d'établissement provoqué par un filtrage en sortie, d'autant plus que cette capacité diminue à la fois la sensibilité aux transitoires et aux rebonds du contact de sécurité. Le filtrage étant réalisé après R_X, la tension appliquée aux bornes de la capacité ne dépasse pas 6,7 V crête en CA, valeur de la tension de seuil V_{IHC2}. Son désavantage est d'apporter un retard supplémentaire à la commutation de l'optocoupleur, dû à la charge et de la décharge du condensateur au démarrage. Ce mode de filtrage, illustré figure 10, est expliqué ci-après :

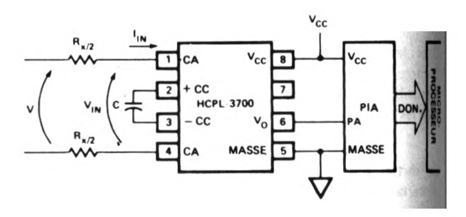


FIGURE 10 — Filtrage à l'entrée avec HCPL-3700

Le système est placé dans les mêmes conditions que dans l'exemple précédent.

La plus petite valeur de C qui assure un filtrage efficace est déterminée par les caractéristiques du photocoupleur. Aux faibles tensions alternatives, la capacité doit se charger au moins à V_{TH+} pour qu'il y ait fonctionnement mais ne doit pas atteindre V_{TH-} pendant la décharge. Une estimation valable de la valeur de C est donnée par la formule suivante :

$$V_{TH+} - V_{TH-} = V_{TH+}e^{-t/\tau},\ \tau = R_{IN}C_{min} \quad (12)$$

R_{IN} représentant la résistance d'entrée du HCPL-3700.

$$C_{min} = \frac{t}{R_{IN} \ln\left(\frac{V_{TH+}}{V_{TH+} - V_{TH-}}\right)} \quad (13)$$

avec R_{IN} = 1 kΩ, V_{TH+} = 3,8 V, V_{TH-} = 2,6 V et t = 8,33 ms à 60 Hz ou t = 10 ms à 50 Hz.

C_{min} = 7,23µF à 60 Hz

C_{min} = 8,68µF à 50 Hz

Le filtrage n'est efficace que si C est supérieur à C_{min} : il faut donc tenir compte des tolérances de la capacité pour que cette condition soit toujours tenue. C doit quand même être maintenue aussi faible que possible pour limiter la durée du retard. La capacité de filtrage modifiant l'impédance d'entrée, la valeur de R_X doit être recalculée. Les courbes de la figure 11 donnent la valeur de R_X en fonction de la tension de seuil $V_\pm$ pour différentes valeurs de C. Dans une application nécessitant une condition nominale de fonctionnement à 65% d'une tension secteur de 115 V eff., soit 75 V eff., une résistance R_X de 26,7 kΩ ± 10% avec un condensateur de 10 μF fournira le seuil désiré. La dissipation de R_X se déduit des conditions de verrouillage ($V_+/V_{crête} < V_{TH+}/V_{ICH2}$), sa valeur est de 455 mW (voir figure 6). Une résistance $R_X/2$ de 0,5 W dans chaque branche résoudra le problème.

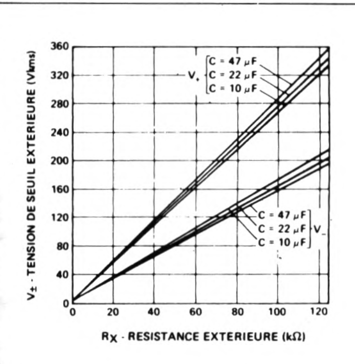


FIGURE 11 — Tension de seuil extérieure en fonction de R_X pour différentes valeurs de la capacité de filtrage C

Exemple 3 : Fonctionnement en alternatif avec amélioration de la précision et du contrôle du seuil

Certaines applications nécessitent des niveaux de seuil très précis. La possibilité de définir indépendamment le seuil supérieur et inférieur permettra à l'utilisateur de s'adapter à des nécessités particulières. La figure 12 donne le schéma de principe d'un montage permettant de détecter une disparition de la tension d'alimentation d'un ordinateur et d'éviter l'effacement des mémoires pendant le phénomène.

Dans ce montage, le photocoupleur HCPL-3700 est branché sur la ligne d'alimentation et sa sortie est couplée à une bascule de Schmitt à niveau TTL (7414).

Dans les exemples précédents, une seule résistance série R_X était utilisée pour déterminer l'un des niveaux de seuil. L'autre niveau était automatiquement déterminé par l'hystérésis du dispositif. Une solution serait de déterminer R_X, pour un niveau de seuil inférieur fixé à 50% du niveau nominal crête à l'entrée, uniquement pour trouver un niveau de seuil supérieur à 90% du niveau nominal crête.

En tablant sur une variation de secteur de + 10%, − 15%, il peut arriver que le photocoupleur n'atteigne jamais le seuil supérieur avec un secteur à − 15%. Une plus grande latitude dans la fixation des deux seuils s'obtient en combinant la résistance série R_X et une résistance parallèle R_P comme sur la figure 12.

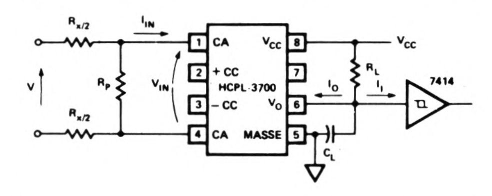


FIGURE 12 — Système de surveillance du secteur avec détermination simultanée des niveaux de seuil supérieur et inférieur, et filtrage en sortie

Chaque niveau peut être déterminé par une équation, ce niveau de seuil supérieur par l'équation :

$$V_+ = R_x \left(I_{TH+} + \frac{V_{TH+}}{R_P} \right) + V_{TH+} \qquad (14)$$

et le niveau de seuil inférieur par :

$$V_- = R_x \left(I_{TH-} + \frac{V_{TH-}}{R_P} \right) + V_{TH-} \qquad (15)$$

En résolvant les équations en R_X et R_P, on obtient :

$$R_x = \frac{V_{TH-}(V_+) - V_{TH+}(V_-)}{I_{TH+}(V_{TH-}) - I_{TH-}(V_{TH+})} \qquad (16)$$

$$R_P = \frac{V_{TH-}(V_+) - V_{TH+}(V_-)}{I_{TH+}(V_- - V_{TH-}) + I_{TH-}(V_{TH+} - V_+)} \qquad (17)$$

Les équations (16) et (17) ne sont valables que si les conditions (18) et (19) sont remplies. Les niveaux de seuil externes voulus V_+ et V_- sont fixés d'avance et les valeurs

de $V_{TH\pm}$ et $I_{TH\pm}$ sont relevées dans le tableau des caractéristiques de la fiche technique. Ces valeurs trouvées, il faut déterminer si le dénominateur de R_X, équation (16), est positif ou négatif. S'il est positif, il faut remplir les conditions suivantes :

$$\frac{V_+}{V_-} \geqslant \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \quad \text{et} \quad \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} < \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}} \qquad (18)$$

Par contre, si le dénominateur est négatif, il faut remplir les conditions ci-dessous :

$$\frac{V_+}{V_-} \leqslant \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \quad \text{et} \quad \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} > \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}} \qquad (19)$$

Une ligne alimente un ordinateur sous 115 V eff., 60 Hz (163 V crête) : elle doit être surveillée pour détecter toute chute de tension supérieure à 50% et signaler son rétablissement à 75%. La tension peut varier entre 110% (179 V crête) et 85% (139 V crête) de sa valeur nominale.

Ceci suppose :

$V_- = 81{,}5V$ **(50%), seuil d'arrêt**

$V_+ = 122{,}5V$ **(75%), seuil de démarrage**

Sont données :

$V_{TH+} = 5{,}1V$ $\quad I_{TH+} = 2{,}5mA$ $\quad V_{IHC2} = 6{,}7V$

$V_{TH-} = 3{,}8V$ $\quad I_{TH-} = 1{,}3mA$

En utilisant les équations (16) et (17) pour calculer R_X et R_P, et si les conditions (18) et (19) sont remplies :

$R_x = 17{,}4\ k\Omega$ **, utiliser une résistance de 18kΩ, 5%**

$R_P = 1{,}2\ k\Omega$ **, utiliser une résistance de 1,2kΩ, 5%**

Pour terminer le calcul du courant d'entrée maximal I_{IN} et la puissance des résistances R_X et R_P, il faut vérifier si la tension d'entrée provoquera un seuil à la tension crête appliquée. Les équations (3) et (4) permettent de s'assurer s'il y aura seuil ou non, elles donnent dans le cas présent :

$$0{,}75 = \frac{V_+}{V_{crête}} \approx \frac{V_{TH+}}{V_{IHC2}} = 0{,}76$$

ce qui indique que V_{IN} répond tout juste aux conditions nécessaires pour qu'il y ait seuil.

Dans cette application, le courant I_{IN} est donné approximativement par :

$$I_{IN} = \frac{V - \frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}}{R_x} - \frac{\frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}}{R_P} < I_{IN\ (max)} \qquad (20)$$

$$= \frac{115V - \frac{6{,}7V}{\sqrt{2}}}{18\ k\Omega} - \frac{\frac{6{,}7V}{\sqrt{2}}}{1{,}2\ k\Omega}$$

$$I_{IN} = 2{,}18mA\ \text{eff.} < 34{,}3mA$$

La dissipation de R_X est données par

$$P_{R_x} = \frac{\left(V - \frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_x} \qquad (21)$$

soit environ 675 mW.

Lorsque les conditions de seuil existent, la puissance maximale dissipée par Rp est de 18,7 mW, donnée par l'équation :

$$P_{R_P} = \frac{\left(\frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_P} \qquad (22)$$

Filtrage en sortie

L'avantage du filtrage en sortie est qu'il est facile à mettre en oeuvre. Le signal en sortie n'introduit qu'un seul retard au moment du seuil d'arrêt alors que le filtrage à l'entrée introduit un retard aussi bien sur le seuil d'arrêt que sur le seuil de démarrage, à cause de la charge et de la décharge initiales du condensateur. Son désavantage réside dans le fait que le long temps de transition t_r, amené par le filtre RC en sortie, nécessite une porte logique à bascule de Schmitt pour séparer le circuit de filtrage des circuits logiques qui le suivent et éliminer les instabilités. Le calcul de la résistance de charge et de la capacité est donnée ci-après.

Les données suivantes fixent les conditions d'interface :

HCPL-3700

V_{OL} = 0,4V

I_{OL} = 4,2mA

I_{OH} = 100µA max

V_{CC} = 5,0V ± 5%

7414

$V_{T+ (min)}$ = 1,5V
$V_{T+ (max)}$ = 2,0V } Niveau de seuil de la bascule de Schmitt

I_{IH} = 40µA max

I_{IL} = −1,2mA max

Avec les conventions de courant de la figure 12, la valeur minimale de R_L qui garantit que le transistor de sortie reste saturé, est donnée par :

$$R_{L\,(min)} \geqslant \frac{V_{CC\,(max)} - V_{OL}}{I_{OL} + I_{IL}} \qquad (23)$$

$$= \frac{5{,}25V - 0{,}4V}{4{,}2mA - 1{,}2mA} = 1{,}62\ k\Omega$$

La valeur maximale de R_L est calculée pour avoir une garde de 0,4 V sur le paramètre $V_{T+\,(max)}$ ou $V_{IH} = V_{T+\,(max)} + 0{,}4$ V.

$$R_{L\,(max)} \leqslant \frac{V_{CC\,(min)} - V_{IH}}{I_{OH} - I_{IH}} \qquad (24)$$

$$= \frac{4{,}75V - 2{,}4V}{0{,}1mA + 0{,}04mA} = 16{,}8\ k\Omega$$

Prendre R_L égale à 1650 Ω.

C_L peut être déterminé de la façon suivante : en se reportant à la figure 8, la sortie du photocoupleur sera à l'état haut pendant un temps déterminé par le niveau choisi pour V_+. Dans le présent exemple, V_+ = 122,5 V (75%) et V_- = 81,5 V (50%). En admettant une tension crête minimale de 13 V, la durée du niveau haut (sans C_L) calculée à partir de l'équation (11) est de 4,58 ms. Avec la valeur de C_L appropriée, le signal filtré en sortie est indiqué en trait plein figure 13.

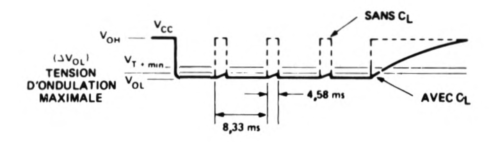


FIGURE 13 — Signal en sortie du HCPL-3700

L'amplitude d'ondulation au dessus de $V_{OL} + \Delta V_{OL} = 1$ V, ce qui donne une marge de bruit de 0,5 V avant d'atteindre $V_{T+\,(min)} = 1{,}5$ V. La forme exponentielle de l'ondulation est provoquée par la charge de C_L à travers R_L et la résistance d'entrée $R_{IN_{TTL}}$ de la porte logique. La variation de V_{OL} admise est de la forme :

$$\Delta V_{OL} = (V_{OH} - V_{OL})(1 - e^{-t/\tau}) \qquad (25)$$

avec $\tau = R'_L C_L$ et R'_L étant la résistance équivalente à R_L et $R_{IN_{TTL}}$ montées en parallèle.

En dessous de $V_{T+} = 1{,}5$ V (min), $R_{IN_{TTL}}$ est constante et égale à 6 kΩ. D'où :

$$R'_L = \frac{R_L\, R_{IN_{TTL}}}{R_L + R_{IN}} \qquad (26)$$

$$= \frac{(1{,}65\ k\Omega)\,(6\ k\Omega)}{1{,}65\ k\Omega + 6\ k\Omega}$$

$$R'_L = 1{,}29\ k\Omega$$

L'équation (25) permet de calculer τ :

$$\tau = \frac{t}{\ln\left(\dfrac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{OH} - V_{OL} - \Delta V_{OL}}\right)} \qquad (27)$$

En remplaçant les symboles par leur valeur déterminée plus haut et en utilisant la formule $V_{OH} = V_{CC} - (I_{OH} + I_{IH})\,R_L$:

$$\tau = \frac{4{,}58ms}{\ln\left(\dfrac{4{,}8V - 0{,}4V}{4{,}8V - 0{,}4V - 0{,}6V}\right)}$$

$$\tau = 31{,}24ms$$

C_L peut être calculée directement :

$$C_L = \frac{\tau}{R'_L} \quad (28)$$

$$= \frac{31{,}24\text{ms}}{1{,}29\ \text{k}\Omega} \quad \text{c'est-à-dire, un condensateur}$$

$$C_L = 24{,}2\mu F \quad \text{de} \quad 27\mu F \pm 10\%$$

ou de $33\mu F \pm 20\%$

Avec cette valeur de C_L, le temps d'établissement pour que le réseau R_LC_L permette d'atteindre V_{T+} de la porte TTL est donné par :

$$V_{OL} + (V_{OH} - V_{OL})(1 - e^{-t/\tau}) = V_{T+} \quad (29)$$

En résolvant par rapport à t :

$$t = \tau \ln\left(\frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{OH} - V_{T+\,(min)}}\right) \quad (30)$$

et en remplaçant V_{OH} par 4,8 V, V_{OL} par 0,4 V, $V_{T+\,(min)}$ par 1,5 V et τ par 31,24 ms :

$$t = 9{,}0\text{ms}$$

Cette valeur correspond au temps que met le système à répondre à une baisse de tension de la ligne en dessous du niveau de seuil 50% (V_-). Par essence, le temps de réponse est légèrement plus long qu'un demi cycle à 60 Hz (8,33 ms) dans les cas les plus défavorables de variation du secteur. Ce retard est acceptable dans un système de protection secteur. Dans cette exemple, le cas le plus défavorable n'a pas été étudié. Il faudra faire cette analyse pour s'assurer du bon fonctionnement du circuit en fonction du secteur disponible pour toutes les variations possibles des différents paramètres, des tolérances des composants et de la température.

Amélioration de la précision des seuils

Dans les exemples précédents de filtrage en sortie, les deux niveaux de seuil extérieurs étaient définis pour des conditions de démarrage à $V_+ = 122{,}5$ V (75%) et d'arrêt à $V_- = 81{,}5$ V (50%). La valeur calculée de R_X était de 17,4 kΩ, celle de R_P de 1,2 kΩ. En utilisant des résistances de 18 kΩ et de 1,2 kΩ à 5%, le niveau de seuil supérieur atteint 126,6 V.

En étudiant la combinaison la plus défavorable des variations de V_{TH+}, I_{TH+} du photocoupleur, des tolérances à ± 5% de R_X et R_P, on s'apercevra que la variation résultante dans le niveau de V_+ peut être comprise entre + 23% et – 25% du résultat escompté.

Si une précision supérieure du niveau est nécessaire, elle peut être obtenue en diminuant R_P pour que sa valeur domine par rapport aux variations de résistance d'entrée du photocoupleur. En utilisant une résistance à 1% de valeur suffisamment faible, les tolérances sur V_+ peuvent être nettement améliorées. Les calculs suivants donnent la marche à suivre pour obtenir des niveaux de seuils de précision presque maximale. Il est à noter que les HCPL-3700 sont très homogènes une fois les résistances extérieures déterminées pour un niveau et un HCPL-3700 donnés. Le seul compromis admis, dans la maîtrise supplémentaire de la précision, est que R_X et R_P aient une dissipation plus forte.

La figure 14 suppose que le circuit est au niveau supérieur de seuil. Pour V_{TH+} constant, on désire maintenir I_+ à moins de ± 5% de sa valeur nominale alors que I_{P+} ne doit pas varier de ± 1%. Avec ces données, les équations (31) et (32) peuvent être posées et résolues en fonction de la grandeur de I_{P+} nécessaire au maintien des conditions de I_+. I_+ est la somme de I_{P+} et de I_{TH+}

$$1{,}05\ I_+ = 1{,}01\ I_{P+} + I_{TH+\,(max)} \quad (31)$$

$$0{,}95\ I_+ = 0{,}99\ I_{P+} + I_{TH+\,(min)} \quad (32)$$

à V_{TH+} constant

où

$$I_{TH+\,(max)} = 3{,}11\text{mA}$$

$$I_{TH+\,(min)} = 1{,}96\text{mA}$$

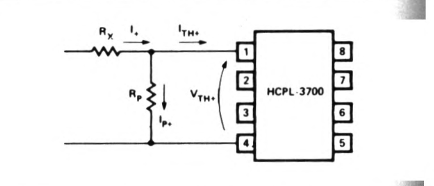


FIGURE 14 — Amélioration de la précision du seuil en utilisant les résistances extérieures R_X et R_P

En résolvant (31) et 32) par rapport à I_{P+}, on obtient :

$$I_{P+} = 11{,}2\text{mA},$$

et

$$R_P = \frac{V_{TH+}}{I_{P+}} \quad (33)$$

$$= \frac{5{,}1\text{V}}{11{,}2\text{mA}}$$

R_P = 433Ω, utiliser une résistance de 453Ω, 1%

R_x	TOL.	R_P	TOL.	TOLERANCE SUR I_+	TOLERANCE SUR V_+		PUISSANCE MAX DISSIPEE DANS $R_X + R_P$ (eff.)
18 kΩ	5%	1,2 kΩ	5%	+17,5% −21,2%	+ 23%	− 25%	0,69 W
8,66 kΩ	1%	453Ω	1%	±5%	+12,7%	−19,3%	1,45 W
4,32 kΩ	1%	205Ω	1%	±3%	+11,2%	−18,9%	2,92 W
2,15 kΩ	1%	97,5Ω	1%	±2%	+10,6%	−18,8%	5,89 W

TABLEAU 1 — Tolérances sur la précision du seuil en fonction des tolérances et de la dissipation de R_X et R_P à V_+ nominal = 122,5 V

Cette nouvelle valeur de R_P amène à calculer une nouvelle valeur pour R_X pour conserver le même niveau de seuil V_+.

$$R_x = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_+} \quad \text{où} \quad I_+ = I_{P+} + I_{TH+} \qquad (34)$$

$$= 11{,}2\text{mA} + 2{,}5\text{mA}$$

$$= \frac{122{,}5\text{V} - 5{,}1\text{V}}{13{,}7\text{mA}}$$

R_x = 8,57 kΩ, utiliser une résistance de 8,66kΩ, 1%

Avec une variation de ± 1% dans la valeur de R_P et R_X et pour les tolérances sur V_{TH+} et I_{TH+} du photocoupleur, le niveau de seuil supérieur variera nettement moins que dans le cas où l'on utilise des résistances à 5%. Les variations de V_+, dont la valeur est donnée par $V_+ = R_X I_+ + V_{TH+}$ avec $I_+ = I_{P+} + I_{TH+}$ sont indiquées tableau 1.

Le tableau 1 résume l'amélioration apportée aux tolérances sur V_+ lorsque R_X et R_P sont ajustés pour limiter les variations du courant de seuil extérieur I_+. Ce tableau est basé sur une tension de seuil extérieure à l'entrée V_+ de 122,5 V. C'est un compromis entre une faible dissipation et une grande précision du seuil.

Nota : La méthode de calcul de R_X et R_P peut être adaptée à toute application nécessitant des courants de régulation supérieurs.

Exemple 4 :

Dans le cas où la distance entre la source de signal et la station réceptrice est importante, il peut être intéressant d'utiliser une ligne spécialisée pour surveiller le système. Le HCPL-3700 convient parfaitement comme interface de détection du seuil et de séparation entre la ligne et le système distant. Il évite d'utiliser un modem compliqué et dispendieux sur la ligne téléphonique.

La figure 15 donne le principe d'un système de surveillance du niveau dans un réservoir.

Quelques précisions doivent être données quant aux lignes spécialisées. Leur utilisation amènent quelques restrictions. La ligne, dans notre exemple, est utilisée en mode coupure d'un circuit continu (durée de l'interruption toujours supérieure à 1 s). La différence de potentiel entre conducteurs et entre conducteurs et masse ne doit pas dépasser 135 V. Le courant maximal est limité à 150 mA si le câble possède une bobine de compensation. L'usage d'une ligne symétrique est fortement recommandé pour limiter la diaphonie ou utiliser des signaux de plus grande amplitude. Des précautions doivent être prises pour protéger la ligne et les équipements. La ligne doit être équipée d'un fusible de protection contre les courants du court-circuit dans les équipements téléphoniques; de plus, il faut la protéger contre les transitoires dangereux par des parafoudres et des suppresseurs de transitoires.

Dans la présente application, une source flottante 48 V fournit le signal sur la ligne. Le niveau de seuil supérieur du HCPL-3700 est fixé à $V_+ = 36$ V (75%). Le calcul nous donne comme valeur de R_X :

$$R_x = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \qquad (35)$$

$$= \frac{36\text{V} - 3{,}8\text{V}}{2{,}5\text{mA}}$$

$$= 12{,}9\ \text{k}\Omega$$

(Utiliser une résistance $R_X/2$ = 6,49kΩ, 1% sur chacune des branches à l'entrée)

Le niveau de seuil inférieur résultant est de :

$$V_- = R_x I_{TH-} + V_{TH-} \qquad (36)$$

$$= 13\ \text{k}\Omega\ (1{,}3\text{mA}) + 2{,}6\text{V}$$

$$V_- = 19{,}5\text{V}$$

d'où un V_{HYS} de 16,5 V. La tension alternative induite par les lignes électriques adjacentes, en général inférieure à 10 V, n'affecte pas le HCPL-3700.

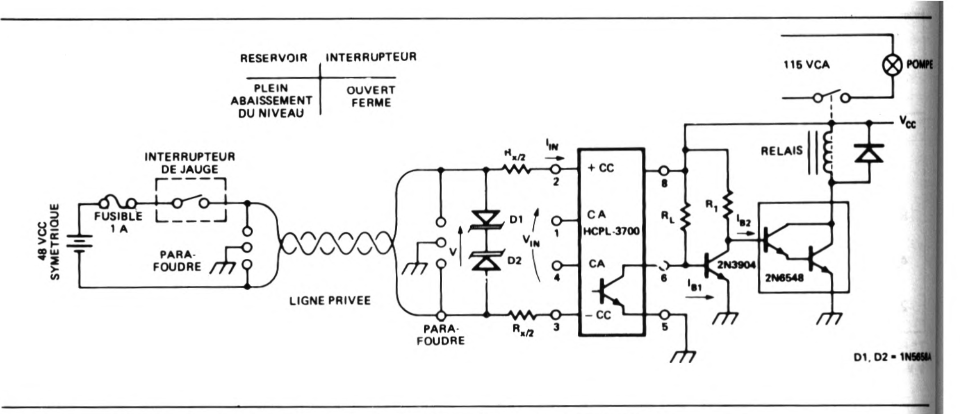


FIGURE 15 — Adaptation d'un HCPL-3700 à une ligne téléphonique privée en commande à distance

En condition normale (réservoir plein), le photocoupleur est hors service. Lorsque le réservoir se vide, l'interrupteur est fermé, la sortie du photocoupleur doit être inversée par un transistor pour exciter le Darlington de puissance qui commande le relais d'excitation du moteur. Si $V_{CC} = 10$ V, $I_{B2} = 0,5$ mA et $I_{B1} = 0,5$ mA :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I_{B2}} \quad (37)$$

$$= \frac{10V - 1,4V}{0,5mA}$$

$$R_1 = 17,2\ k\Omega$$

$$(R_1 = 18\ k\Omega)$$

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B1}} \quad (38)$$

$$= \frac{10V - 0,7V}{0,5mA}$$

$$R_L = 18,6\ k\Omega$$

$$(R_L = 18\ k\Omega)$$

En utilisant les entrées alternatives du HCPL-3700, les considérations de polarité à l'entrée sont éliminées.

Généralités sur la protection des HCPL-3700

Les photocoupleurs 3700 permettent à la fois de définir des seuils et d'isoler optiquement des signaux de commande du bruit et des parasites industriels. La protection contre les transitoires qui pourraient endommager les circuits de détection de seuil et les DEL est fournie intérieurement par les diodes Zener du pont double alternance. En examinant la figure 1, on observe que les conditions de verrouillage de la tension de seuil sont atteintes à la tension de Zener maximale plus la tension directe d'une diode polarisée en direct.

Aux conditions de verrouillage normales, le pont de diodes limite la tension appliquée au système et dévie le courant superflu qui pourrait endommager les circuits de détection de seuil ou surcharger les DEL. Les photocoupleurs HCPL-3700 supportent des courants de transitoires importants à l'entrée. Le courant continu maximal sur n'importe quelle entrée ou sortie peut atteindre 50 mA. Le courant de surcharge admissible est de 140 mA pendant 3 ms sur impulsions à la cadence de 125 Hz et le courant de transitoire peut atteindre 500 mA pendant 10 s sur impulsions de 120 Hz. La résistance R_X extérieure limite le courant en présence d'une transitoire de forte tension, l'amplitude de la tension de transitoire acceptable est directement proportionnelle à la valeur de R_X.

Toutefois, pour protéger le HCPL-3700 lorsque la tension d'entrée est fixée à un seuil, le courant maximal ne doit pas être dépassé. Un moyen extérieur d'améliorer la protection contre les transitoires est fourni par la figure 16.
Le condensateur Cp du filtre R_XC_P doit être choisi pour avoir un point de coupure suffisamment bas pour que le filtre passe bas réduise les transitoires haute fréquence, sans toutefois atténuer la fréquence du signal. En se reportant aux montages précédent sans filtrage, $R_X = 37,4\ k\Omega$ et si la bande passante nécessaire au filtre de transitoires est de 600 Hz, le calcul donne :

$$C_P = \frac{1}{2\pi f R_X} \quad (39)$$

$$C_P = 0,0071\mu F$$

(Utiliser un condensateur de 6,8nF, 50V)

Si une protection supérieure est nécessaire, le moyen le plus efficace est d'utiliser un suppresseur de transitoires du commerce ou une varistance à oxyde métallique à l'entrée du réseau de résistance. Le niveau de suppression des transitoires doit être supérieur au niveau crête du signal. Les éléments suppresseurs de transitoires peuvent être montés en série ou en parallèle suivant la tension et la puissance à dissiper. Dans certains cas difficiles, l'utilisateur peut être amené à engager la dépense d'un système de suppression de transitoires.

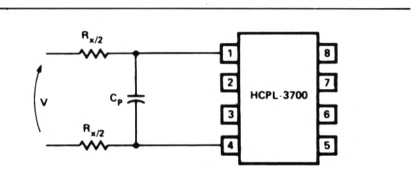


FIGURE 16 – Filtre de transitoires R_X Cp pour HCPL-3700

Influence de la température

La température a peu d'influence sur le HCPL-3700. Le boîtier plastique DIP peut supporter de – 25°C à + 85°C. Les caractéristiques limites sont valables à 70°C avec une certaine baisse des performances à 85°C. Jusqu'à 70°C, il n'est pas nécessaire de monter le HCPL-3700 sur radiateur. De 70°C à 85°C, les caractéristiques limites devront être réduites en fonction des données de la fiche technique.

Précautions mécaniques

Le HCPL-3700 en boîtier DIL 8 broches peut être soudé directement sur carte à la vague.

Considérations électriques

Certaines précautions doivent être prises dans le traçage des pistes de la carte, dont l'espacement doit répondre à certaines contraintes de sécurité (UL, VDE, IEC). Le HCPL-3700 est agréé UL (n° de dossier E 55361) pour tous les essais de fonctionnement sous 220 V alternatif.

L'écartement des pistes dépend essentiellement de la différence de potentiel entre elles. Se reporter aux normes existantes. L'écartement dans le cas le plus défavorable et dans un environnement non défini, avec une source ayant une puissance maximale de 2000 V/A, est de 3,2 mm pour des tensions comprises entre 51 et 250 V eff. sur support (distance de grimpement) ou 3 mm entre conducteurs dans l'air. Ces valeurs s'entendent entre éléments non isolés de polarités opposées ou entre élément et masse non isolée autre que châssis et partie métalliques accessibles.

Un environnement non défini est un environnement contaminé par vapeurs de produits chimiques, poussières ou toute substance pouvant produire des corrosions, réduire la résistance entre pistes du circuit imprimé et, en général, tout environnement malsain.

Entre 0 et 50 V, un espacement entre piste de 1,6 mm est suffisant.

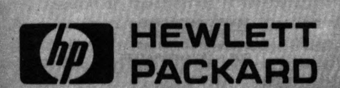
Raccordement électrique

Le HCPL-3700 fournit l'isolement voulu entre l'environnement d'un signal de puissance et un système de commande logique. L'interconnexion entre ces deux environnements suppose l'observation de certaines règles physiques. Elle peut être réalisée avec des connecteurs encartables ou deux pièces, des barrettes à bornes qui permettent la jonction carte-fils. Ce type de connecteurs permet de retirer la carte sans difficulté en cas de réparation ou de remplacement. Ils doivent répondre aux normes de sécurité, en ce qui concerne l'écart entre contact et l'isolement. Le modèle de connecteur dépend de la carte de circuit imprimé : il est préférable d'utiliser un connecteur qui permette de retirer la carte sans toucher aux fils de liaison. Il est recommandé d'utiliser des connecteurs dont les contacts sont étanches aux gaz, les effets de la corrosion étant plus limités dans le temps.

APPENDICE
Abréviations et symboles

V : Tension extérieure
V_+ : Niveau de seuil extérieur supérieur
V_- : Niveau de seuil extérieur inférieur
V_{IHC1} : Niveau d'écrêtage de la tension d'entrée des dispositifs*
Tension inférieure en courant continu
V_{IHC2} : Tension inférieure en courant alternatif
V_{IHC3} : Tension supérieure en courant continu
I_{IN} : Courant d'entrée du dispositif
V_{IN} : Tension d'entrée du dispositif
V_{TH+} : Niveau de seuil de la tension la plus haute du dispositif
V_{TH-} : Niveau de seuil de la tension la plus basse du dispositif
I_{TH+} : Niveau de seuil du courant d'entrée supérieur du dispositif
I_{TH-} : Niveau de seuil du courant d'entrée inférieur du dispositif
R_X : Résistance série extérieure définissant le niveau de seuil extérieur
R_P : Résistance parallèle extérieure permettant simultanément le choix et l'amélioration de la précision des niveaux de seuil extérieurs
I_{P+} : Courant dans R_P au niveau de seuil supérieur
I_+ : Courant total d'entrée au niveau de seuil supérieur sur le réseau de résistances (R_X, R_P) et le dispositif
$V_{crête}$: Tension crête extérieure
V_O : Tension de sortie du dispositif
V_{OL} : Tension niveau bas en sortie du dispositif
V_{OH} : Tension niveau haut en sortie du dispositif
I_{OH} : Courant de sortie du dispositif à l'état haut
I_{OL} : Courant en sortie du dispositif à l'état bas
I_{IH} : Courant d'entrée niveau haut de la porte commandée
I_{IL} : Courant d'entrée niveau bas de la porte commandée
V_{CC} : Alimentation continue
R_{IN} : Résistance d'entrée du HCPL-3700
V_{T+} : Tension de seuil niveau haut de la bascule de Schmitt de la porte TTL (7414)
R_L : Résistance d'alimentation
C_L : Capacité de filtrage en sortie
C : Capacité de filtrage à l'entrée
TH_+ : Niveau de seuil supérieur
TH_- : Niveau de seuil inférieur
P_{R_X} : Puissance dissipée dans R_X
P_{IN} : Puissance dissipée par le circuit intégré du HCPL-3700
PA : Signal de porte à l'entrée du PIA
t_+ : Temps d'établissement
t_- : Temps de coupure
T : Période de la forme d'onde
C_P : Condensateur de filtrage des transitoires

* Dispositif : HCPL-3700



NOTE D'APPLICATIONS 1005

Remarques sur le fonctionnement des DEL et des AFFICHEURS

Calculs et précautions à prendre

Le but à atteindre lorsque l'on utilise des DEL ou des afficheurs est d'obtenir un compromis valable entre la luminosité, la dissipation en puissance, la sécurité de fonctionnement et la durée de vie. Les caractéristiques des performances et les possibilités de chaque dispositif équipé de diodes électroluminescentes doivent être connues et bien comprises pour réaliser le montage le plus valable, la source d'informations principale demeurent la fiche technique.

Cette fiche technique fournit les caractéristiques optiques et électriques du produit ainsi que les valeurs limites à ne pas dépasser. Différentes courbes de caractéristiques et des données supplémentaires en décrivent les possibilités.

La présente note d'applications a pour objet la discussion de la théorie et du bon usage des informations fournies par ces fiches. Deux exemples numériques d'utilisation de ces informations vous sont présentés, l'un concernant un fonctionnement en courant continu, l'autre en impulsions (multiplexage). Les résultats des calculs sont soulignés dans chacun d'eux par des traits et des flèches. Des informations, en fonctionnement sans compensation et sur la soudure terminent la note.

Informations typiques fournies par la fiche technique

Une fiche technique comporte essentiellement les valeurs limites absolues, les caractéristiques optiques et électriques ainsi que les courbes typiques de fonctionnement. Les valeurs limites concernent les valeurs que certains paramètres ne doivent absolument pas dépasser comme le courant direct maximal, la dissipation en puissance et les limites de la température ambiante. Les caractéristiques électriques et optiques fournissent des données telles que l'intensité lumineuse (I_V), la tension directe (V_F), la longueur d'onde crête (λ_{PEAK}), la longueur d'onde dominante (λ_d) et la résistance thermique fonction DEL-broche basée sur celle d'un élément de DEL ($R\theta_{J\text{-}BROCHE}$).

Les cinq graphiques habituels sont les suivants :

- Figure 1 : Courbe de fonctionnement en impulsions
- Figure 2 : Dérive en courant en fonction de la température
- Figure 3 : Rendement lumineux relatif
- Figure 4 : Caractéristiques de la tension directe
- Figure 5 : Luminosité en fonction du courant de commande

La fiche technique fournit en outre l'équation permettant le calcul de la tension directe sous un débit donné.

Critères à prendre en compte

L'objectif supposé dans la présente note d'applications est de déterminer un montage qui permette de faire fonctionner un dispositif au maximum de luminosité sous une température ambiante élevée. Les deux paramètres qui limitent alors le fonctionnement sont le courant de commande maximal et la température de jonction maximale de la DEL. Le courant maximal débité est calculé pour une durée de vie prolongée et la température maximale de la jonction dépend du boîtier. La température de jonction maximale admissible de la DEL (T_J MAX) dépend des différents types de boîtiers utilisés; avec la plupart de ceux en plastique, cette température est de 100°C pour les afficheurs et de 110°C pour les DEL; pour les afficheurs alphanumériques monolithiques sur cartes de circuits imprimés, elle est de 110°C (pour certains d'entre eux, elle ne dépasse pas 80°C).

Résistance thermique

La température de jonction de la DEL est égale à la somme entre la température ambiante (T_A) et l'augmentation de température au-dessus de celle-ci (ΔT_J) qui correspond au produit de la dissipation de la jonction (P_D) par la résistance thermique fonction-ambiance ($R\theta_{JA}$) de la DEL.

$$T_J\ (°C) = T_A + \Delta T_J \qquad (1)$$

$$T_J\ (°C) = T_A + P_D\, R\theta_{JA}$$

Le principal chemin par lequel la chaleur se dissipe à l'extérieur est la broche correspondant à la cathode de la DEL. La fiche technique donne la résistance thermique jonction-broche ($R\theta_{J\text{-}BROCHE}$) de la DEL du dispositif. Cette résistance thermique jonction-broche est ajoutée à la résistance thermique-ambiance du montage sur carte de circuits imprimés ($R\theta_{PC\text{-}A}$) pour obtenir la valeur totale $R\theta_{JA}$ jonction-ambiance, pour chaque DEL (noter que pour les afficheurs monolithiques, la résistance thermique est calculée sur la base d'un caractère).

$$R\theta_{JA} = R\theta_{J\text{-}BROCHE} + R\theta_{PC\text{-}A} = °C/W/DEL \qquad (2)$$

Pour que le fonctionnement soit sûr, la valeur calculée de $R\theta_{PC\text{-}A}$) doit être suffisamment basse pour que la température de jonction de la DEL n'excède pas la valeur maximale admissible.

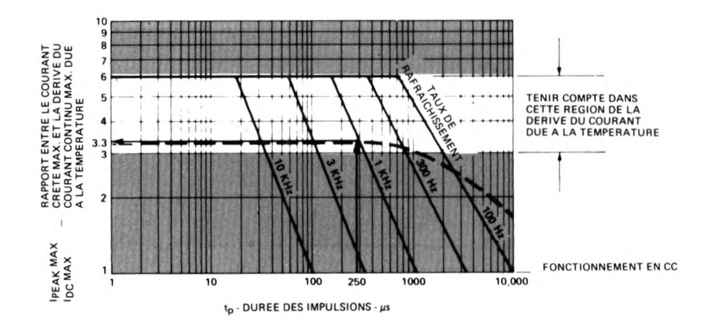


FIGURE 1 — **Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions**

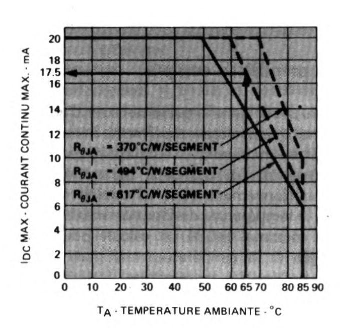


FIGURE 2 — **Courant continu max. admissible par segment en fonction de la température ambiante. Réductions basées sur les résistances thermiques maximales autorisées jonction DEL - ambiance pour un segment. T_J MAX = 100°C**

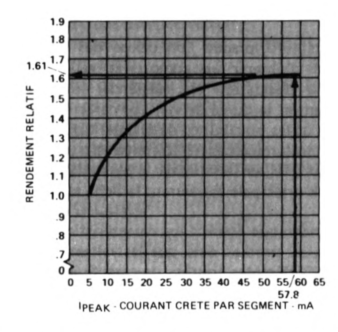


FIGURE 3 — **Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment**

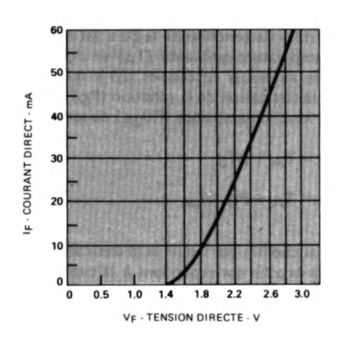


FIGURE 4 — **Caractéristiques courant direct/tension directe**

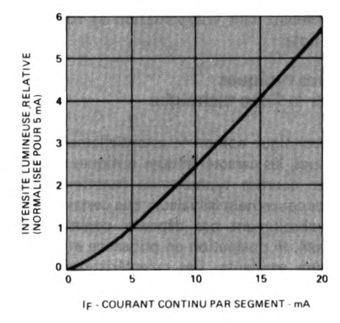


FIGURE 5 — **Intensité lumineuse relative en fonction de l'intensité continue directe**

Compensation en fonction de la température

La compensation en fonction de la température dépend de l'élévation de la température de la jonction de la DEL au-dessus de l'ambiance, en fonction de la dissipation maximale admissible (P_D MAX), qui doit atteindre une valeur réelle quand $T_A = T_J$ MAX. Les valeurs de $R\theta_{JA}$ de la figure 2 sont obtenues en divisant ΔT_J par P_D MAX à une température de fonctionnement précisée.

$R\theta_{JA}$ (°C/W/DEL) = (3)

$$\frac{\Delta T_J\ (°C)}{P_D\ MAX\ (W)} = \frac{T_J\ MAX - T_A\ fonctionnement}{P_D\ MAX}$$

La valeur de P_D MAX correspond à la dissipation obtenue pour la tension directe maximale sous le débit maximal indiqué dans la fiche technique. $R\theta_{JA}$ est donc calculée pour le cas le plus défavorable de dissipation.

La compensation de la courbe, pour les valeurs les plus fortes de $R\theta_{JA}$ sur la figure 2, qui débute habituellement à 50°C, représente la compensation obligatoire pour les applications typiques (circuit imprimé à piste de 0,5 mm de large) sans adjonction de système dissipatif. Les courbes en pointillé, correspondant à des températures ambiantes plus fortes, donnent l'accroissement du courant de commande avec une carte plus élaborée pour obtenir une plus faible valeur de $R\theta_{JA}$ permettant une plus forte dissipation. Les courbes de la figure 2 sont valables en courant continu comme en impulsions.

Calcul du cas le plus défavorable

La dissipation dans le cas le plus défavorable correspond à celle obtenue sur la jonction avec la tension directe maximale. Le calcul de cette dissipation permet de connaître la température T_J dans le plus mauvais cas en fonction d'un courant de commande et d'une résistance thermique spécifiés (voir l'équation 1). La tension directe maximale (V_F MAX) pour un courant de commande déterminé est obtenue à partir d'une équation (voir fiche technique) de la forme :

V_F MAX = V_{ON} + (I_{PEAK}) (résistance dynamique de la DEL) (4)

Le cas le plus défavorable en impulsion est représenté par le produit du courant moyenné en temps multiplié par V_F MAX et en continu par le courant continu multiplié par V_F MAX.

$P_{plus\ mauvais\ cas}$ = (I_{DC}) (V_F MAX) en continu (5)

$P_{plus\ mauvais\ cas}$ = (I_{PEAK}) (facteur de forme) (V_F MAX à I_{PEAK}) en impulsions

Limitation de courant

Une DEL est un dispositif qui travaille en courant et un limiteur de courant doit être incorporé à son système de commande, en général constitué par une résistance en série. Les caractéristiques typiques de la tension directe, indiquées figure 4, permettent de calculer la valeur de cette résistance.

$R_{limit.}$ = (6)

$$\frac{V_{CC}\ (alim.) - V_{SAT}\ (transistor\ de\ commande) - V_F\ (figure\ 4)}{I_{PEAK}\ par\ DEL}$$

Lumière émise

L'intensité lumineuse (I_V à T_A = 25°C), moyennée en temps dans une condition particulière, se calcule à partir des caractéristiques d'intensité lumineuse relative de la figure 5 en continu ou à partir des caractéristiques de rendement relatif (ηI_{PEAK}) de la figure 3 en impulsions. En continu, I_V (T_A = 25°C) est égal au produit de l'intensité lumineuse spécifiée sur la fiche techn. par un coefficient dépendant du courant continu spécifique relevé figure 5.

I_V DC = (I_V fiche technique) (coefficient extrait de la figure 5), à T_A = 25°C (7)

En impulsions, l'intensité lumineuse moyennée en temps à T_A = 25°C est calculée à l'aide de l'équation suivante :

I_V moyennée en temps = (8)

$$\left[\frac{I_{PEAK}}{I_{AVG}\ spécifications}\right][\ \eta I_{PEAK}\ ][\ I_V\ spécifications\ ]$$

avec I_{AVG} = courant direct moyenné par DEL

I_{AVG} spécifications = courant moyen auquel I_V est mesuré dans les spécifications

L'intensité lumineuse voulue à la température ambiante de fonctionnement est calculée à partir de sa valeur à T_A = 25°C, à l'aide de l'équation exponentielle suivante :

I_V (T_A fonctionnement) = I_V (25°C) $e^{[\ k\ (T_A\ -\ 25°C)\ ]}$ (9)

DEL	k
Rouge standard	– 0,0188/°C
Rouge haut rendement	– 0,0131/°C
Jaune	– 0,0112/°C
Vert	– 0,0114/°C

Fonctionnement en impulsions par rapport au continu

La température de jonction d'une DEL en continu est une fonction linéaire de la dissipation multipliée par $R\theta_{JA}$. La lumière émise est proportionnelle au courant de commande suivant l'équation (7).

Il n'est pas recommandé d'attaquer des DEL avec un courant de 50 ou 60 Hz redressé double ou simple alternance, la puissance efficace d'une onde sinusoïdale redressée étant supérieure à celle d'une onde rectangulaire de même valeur crête. Les conditions de commande en impulsions sont basées sur l'hypothèse que les impulsions du courant de commande sont rectangulaires. La valeur du courant crête, en courant sinusoïdal redressé, ne doit en aucun cas dépasser la valeur maximale en courant continu.

Les performances en impulsions du dispositif à DEL dépendent essentiellement de la température de jonction crête et non moyenne. Les performances du dispositif à DEL en impulsions quant à la dissipation moyennée en temps permise et la lumière émise dépendent essentiellement de la température de jonction crête et non moyenne. Plus faible est T_J PEAK par rapport à T_J AVG, plus forte est la lumière émise. Aux faibles fréquences de rafraîchissement aux abords de 100 Hz, T_J PEAK est plus grand que T_J AVG vers 1000 Hz, T_J PEAK approche T_J AVG, ce qui montre

qu'il vaut mieux travailler à des taux de rafraîchissement proches ou supérieurs à 1000 Hz, puisque T_J PEAK est supposé égal à T_J AVG et que la lumière émise est une fonction de T_J AVG.

Réalisation et calcul du montage

La détermination des conditions de compensation à partir des données fournies par la fiche technique pour une température ambiante élevée, oblige au choix préalable de la valeur de $R\theta_{JA}$. Une fois celle-ci déterminée, la réduction de courant peut s'obtenir directement sur la figure 2. La réduction de courant en continu est utilisée comme dans l'exemple du courant pulsé, pour déterminer la réduction du courant pulsé.

Les quatre étapes à suivre sont les suivantes :

1. Définir le courant de commande réduit.
2. Calculer la valeur de $R\theta_{PC\text{-}A}$ du circuit imprimé utilisé.
3. Calculer la valeur de la résistance de limitation. Utiliser la valeur normalisée immédiatement supérieure à celle trouvée.
4. Calculer la lumière émise.

Exemple de calcul en continu

Un afficheur, à sept segments rouges haut rendement, doit fonctionner à 65°C. Les données correspondant à ce composant sont les suivantes :

- courant continu max. par segment ($T_A = 50°C$) = 20 mA
- dissipation moyenne max. ($T_A = 50°C$) = 81 mW
- I_V typique = 300 µcd/segment à I_{CC} = 5 mA
- $R\theta_{J\text{-}BROCHE}$ = 282°C/W/segment
- V_F MAX = 1,6 V + I_{CC} (45 Ω)
  pour 5 mA $\leqslant I_{CC} \leqslant$ 20 mA
- T_J MAX = 100°C

Les courbes de la page 2 correspondent à celles de la fiche technique de l'afficheur concerné en supposant en outre qu'une $R\theta_{JA}$ égale ou inférieure à 494°C/W/segment doit être ajoutée au montage du système.

Phase 1

Réduire le courant continu de commande en fonction de la figure 2.

A T_A = 65°C et pour $R\theta_{JA} \leqslant$ 494°C/W/segment,
I_{CC} MAX = 17,5 mA ◄——— I_{CC} MAX

Phase 2

Calculer la résistance thermique maximale admissible de la carte à partir de l'équation (2).

$R\theta_{PC\text{-}A} \leqslant$ (494 – 282) = 212°C/W/segment ◄— $R\theta_{PC\text{-}A}$

Phase 3

La tension de saturation du transistor de commande est supposée égale à V_{SAT} = 0,4 V. La figure 4 permet de calculer V_F à 17,5 mA.

V_F à 17,4 mA = 2 V

En supposant V_{CC} = 5 V et à l'aide de l'équation (6), on calcule la résistance de limitation.

$$R_{limit.} = \frac{5\,V - 0{,}4\,V - 2\,V}{0{,}0175\,A} = 149\,\Omega$$ ◄——— R limit.

Soit la valeur normalisée 150 Ω.

Phase 4

En se reportant à la figure 5, la lumière émise sous 17,5 mA est égale à 4,4 fois celle émise sous 5 mA (équation (7)).

I_V (25°C) = (300 µcd) (4,4) = 1320 µcd/segment à 65°C par rapport à 25°C.

La correction à apporter à 65°C par rapport à 25°C est fournie par l'équation (9).

$I_V (65°C) = (1320\,\mu cd)\, e^{[-0{,}131/°C\,(65-25)\,°C]}$
I_V (65°C) = (1320) (0,592) = 782 µcd/segment ◄—— I_V

Exemple de calcul en impulsions

Un affichage à quatre chiffres est constitué de quatre afficheurs sept segments identiques à celui de l'exemple précédent. Il doit fonctionner en impulsions à T_A = 65°C. Les données complémentaires intéressantes sont :

- le courant crête max. par segment = 60 mA, pour T_A = 50°C et une largeur d'impulsion de 2 ms
- V_F MAX = 1,75 V + I_{PEAK} (38 Ω) pour $I_{PEAK} \geqslant$ 20 mA

Comme précédemment, il faudra ajouter une $R\theta_{JA}$ égale à 494°C/W/segment au calcul.

La figure 1 permet de déterminer les conditions de rafraîchissement en mode pulsé. Elles correspondent à la température de jonction en fonction de la réduction du courant continu de la figure 2. La figure 1 donne le rapport entre le courant crête max. et le courant continu max. (I_{PEAK} MAX/I_{DC} MAX) réduit en fonction de la température et la durée de l'impulsion (t_p) en fonction du taux de rafraîchissement (f). La puissance moyenne dissipée décroît en-dessous de 1 kHz puisque la différence entre T_J PEAK et T_J AVG augmente en fonction inverse du taux de rafraîchissement, ce qui correspond à la courbe en traits interrompus de la figure 1 (le rapport I_{PEAK} MAX/I_{DC} MAX décroît comme le taux de rafraîchissement, le rapport cyclique restant de 1/4).

Phase 1

Pour obtenir les meilleures performances, le taux de rafraîchissement est choisi à 1 kHz.
f = 1 kHz ◄——— f

Avec un afficheur à quatre chiffres, le rapport cyclique est de 1/4.
D.F. = 1/4 ◄——— D.F.
t_p = (1/f) (D.F.) = 1/1000 Hz) (1/4) = 250 µs ◄—— t_p

A partir de la figure 1 :
I_{PEAK}/I_{DC} MAX = 3,3, pour t_p ⇒ 250 µs et f = 1 kHz

A partir de la figure 2 :
I_{DC} MAX, à T_A = 65°C et pour $R\theta_{JA}$ = 494°C/W/segment est de 17,5 mA
I_{PEAK} = (I_{PEAK} MAX/I_{DC} MAX) (I_{DC} MAX de la fig. 2)
I_{PEAK} = (3,3) (17,5 mA) = 57,8 mA/segment ◄— I_{PEAK}
I_{AVG} = (I_{PEAK}) (D.F.)
= (57,8 mA) (1/4) = 14,5 mA ◄——— I_{AVG}

Ces deux valeurs correspondent aux courants max. admissibles en mode pulsé à $T_A = 65°C$ et pour $R\theta_{JA} \leq 494°C/W/segment$.

Phase 2

La résistance thermique max. que doit présenter la carte de circuits imprimés est calculée à partir de l'équation (2).

$R\theta_{PC\text{-}A} \leq (494 - 282) =$
$\underline{\underline{212°C/W/segment}}$ ← $R\theta_{PC\text{-}A}$ MAX

Phase 3

On considère que la tension de saturation des transistors de commande des DEL est de $V_{SAT} = 1{,}2$ V. On en tire sur la figure 4 :

V_F TYP (57,8 mA) = 2,85 V

A partir de l'équation (6) et si $V_{CC} = 5$ V :

$$R\ \text{limit.} = \frac{5{,}0\ V - 1{,}2\ V - 2{,}85\ V}{0{,}578\ A} = \underline{\underline{16\ \Omega}} \leftarrow R\ \text{limit.}$$

Utiliser une résistance normalisée de 18 Ω.

Phase 4

La figure 3 permet d'obtenir la valeur de ηI_{PEAK} (rendement relatif) à $I_{PEAK} = 57{,}8$ mA, soit $\eta I_{PEAK} = 1{,}61$. En remplaçant ηI_{PEAK} par sa valeur dans l'équation (8) :

$$I_V (25°C) = \left[\frac{14{,}5\ mA}{5\ mA}\right] (1{,}61)\ (300\ \mu cd) = 140\ \mu cd/seg.$$

Enfin l'équation (9) permet d'amener les corrections nécessaires à 65°C :

$$I_V (65°C) = (1401\ \mu cd)\ e^{[-0{,}0131/°C\ (65 - 25)°C]}$$
$$I_V (65°C) = (1401)\ (0{,}592) = \underline{\underline{829\ \mu cd/segment}} \leftarrow I_V$$

Fonctionnement sans réduction du courant

Les DEL et afficheurs peuvent fonctionner à haute température sans réduction du courant à la condition que la carte de circuits imprimés ait une résistance thermique faible : le facteur critique est constitué par la température de jonction de la DEL qui ne doit pas dépasser T_J MAX du dispositif. Cette faible résistance thermique suppose une carte la plus métallisée possible, et éventuellement un système d'évacuation de la chaleur. En aucun cas, les courants limites ne devront être dépassés.

Les calculs de la résistance thermique sont effectués en se plaçant dans les conditions les plus défavorables. L'exemple numérique concernant le même afficheur que précédemment montre la marche à suivre.

Phase 1

Déterminer la valeur maximale admissible de $R\theta_{JA}$. La dissipation maximale admissible de cette DEL relevée sur la fiche technique est de 81 mW et la température ambiante de 65°C.

En utilisant l'équation (3) :

$$R\theta_{JA}\ MAX \leq \frac{T_J\ MAX - T_A\ \text{de fonctionnement}}{P\ MAX\ \text{des caractéristiques}}$$

d'où dans l'exemple :

$$R\theta_{JA}\ MAX \leq \frac{100°C - 65°C}{0{,}081\ W} = 432°C/W/segment$$

La résistance thermique maximale de la carte de circuits imprimés se calcule en extrayant $R\theta_{PC\text{-}A}$ de l'équation (2), d'où :
$R\theta_{PC\text{-}A}\ MAX \leq R\theta_{JA}\ MAX - R\theta_{J\text{-}BROCHE}$, et
$R\theta_{PC\text{-}A} \leq (432 - 282) = \underline{\underline{150°C/W/seg.}}$ ← $R\theta_{PC\text{-}A}$ MAX

L'afficheur utilisé dans cet exemple peut donc fonctionner en dissipant le maximum de puissance à 65°C sans réduction du courant à condition que la résistance thermique du circuit imprimé $R\theta_{PC\text{-}A}$ soit égale ou inférieure à 150°C/W/segment.

ATTENTION : Les calculs précédents ont été menés en ne considérant que T_J AVG, T_J PEAK étant exclue : le fonctionnement en impulsions n'est recommandé que si la fréquence de rafraîchissement est égale ou supérieure à 1 kHz.

Soudage des boîtiers en plastique

Les puces des DEL construites sur un châssis métallique sont solidaires du fil de sortie cathode, c'est pourquoi ce fil conduit la chaleur et transmet ses contraintes thermiques et mécaniques à la puce : c'est ce qui amène à prendre d'extrêmes précautions lors de la soudure et, en particulier, à être maître de la température du bain de soudure et du temps de passage. Les dispositifs à DEL peuvent effectivement être soudés à la vague à condition que la température ne dépasse pas 245°C et que le temps d'immersion soit compris entre 0,5 et 2 s.

Le nettoyage des pattes est très critique : les caractéristiques optiques ont été optimisées par l'utilisation de plastiques spéciaux dont la constitution élimine l'emploi de certains solvants. Seuls les mélanges alcool-Fréon (F113) sont tolérés pour le nettoyage à la vapeur qui ne doit pas dépasser 2 mn. Les solvants préconisés pour le nettoyage à la vapeur sont le Fréon TE, le Genesolv DI-15 ou DE-15, l'Arklone A ou K. Le nettoyage à l'eau à 60°C est possible, il doit être suivi d'un rinçage neutralisant (solution à 3% d'ammoniaque ou équivalent), d'un rinçage détersif (solution à 1% de détergent), d'un rinçage à l'eau chaude et d'un séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut se faire au Fréon T-35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou à l'eau additionnée d'un détergent doux.

Quelques dispositifs à DEL demandent des précautions particulières quand ils sont manipulés pendant leur soudage ou leur nettoyage, certains ne se prêtent pas au soudage à la vague. Les trois critères à prendre en considération sont les suivants :

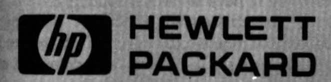
1. **DEL en plastique :** Le boîtier plastique est le seul élément assurant le maintien des composants de la DEL, il est donc important d'éviter toute contrainte susceptible d'endommager les contacts sur la puce et la soudure des fils. Les bornes de sortie peuvent être pliées à l'angle désiré de la façon suivante : maintenir fermement les bornes du côté de la DEL entre les becs d'une pince plate et plier les bornes de l'autre côté. La surchauffe du boîtier pendant la soudure provoque le ramollissement du plastique avec possibilité de déplacement des éléments de la DEL et destruction des liaisons internes. Le plus grand soin doit être pris pour éviter toute contrainte aux fils de liaison, ce qui pourrait entraîner à terme des

pannes graves. Soudées avec toutes les précautions voulues, les DEL sont d'une très grande fiabilité.

2. **Afficheurs monolithiques sur circuits imprimés** : Beaucoup de ces afficheurs ne se prêtent pas à la soudure à la vague. Les lentilles en plastique qui recouvrent les DEL et les connexions internes sont fixées à la carte sans qu'il y ait étanchéité. Les produits chimiques utilisés pendant la soudure à la vague se répandent dans les interstices que les différentes techniques de nettoyage sont incapables d'atteindre, les produits ainsi accumulés risquent de provoquer des dommages ultérieurs. Le plastique entrant dans la constitution de certaines lentilles est sensible à la résine et aux nettoyants hydrocarbonés. Les deux méthodes préconisées consistent soit à souder à la main des fils souples aux broches de sortie, soit à utiliser des bornes de raccordement sans soudure. Le nettoyage se fait à la température de la salle avec du Fréon TP-35 ou TE-35, à une température $\leqslant 30^{\circ}C$ et un temps d'immersion $\leqslant 2$ mn.

3. **Châssis métallique argenté** : Certains dispositifs à DEL sont montés sur un châssis argenté : la soudabilité est excellente tant qu'il n'y a pas oxydation sous l'action d'agents sulfurisés. Le Bulletin d'Applications n° 3 (en anglais) fournit toutes les précisions nécessaires.

Les techniques de soudage particulières à chaque produit sont indiquées dans la fiche technique correspondante.



NOTE D'APPLICATIONS 1006

Utilisation des AFFICHEURS sept segments à DEL

INTRODUCTION

Les afficheurs sept segments à DEL Hewlett-Packard peuvent se classer en deux grandes catégories :

- Les afficheurs de grande taille dont chaque segment est constitué par une DEL indépendante. Ces afficheurs à un chiffre sont montés de façon courante sur les appareils.
- Les afficheurs sept segments dits monolithiques parce que chaque chiffre est constitué d'une puce unique au GaAsP sur laquelle sont diffusées plusieurs jonctions. Ce type de produit se caractérise par ses petites dimensions, son faible prix et sa faible consommation. Ces afficheurs comportent en général plusieurs chiffres par boîtier et sont surtout utilisés dans les calculateurs et les instruments alimentés sur piles ou batteries de faible capacité.

Cette note d'applications décrit tout d'abord en détail ces deux types d'afficheurs, en passant en revue leur construction, la hauteur des caractères et leur domaine d'applications. Les deux modes de commande, continu et échantillonnage, sont ensuite étudiés, avec les avantages de coût, de consommation et de facilité de montage qu'ils apportent. Ces considérations sont suivies d'exemples d'applications pratiques, compteur, voltmètre numérique et interface avec microprocesseur. Les différentes techniques de commande de ces deux catégories d'afficheurs par microprocesseur sont détaillées par la suite.

La note d'applications analyse ensuite l'homogénéité des affichages tant en ce qui concerne l'intensité lumineuse que la couleur lorsque plusieurs afficheurs sont alignés. Hewlett-Packard a fait des études poussées sur la lisibilité des afficheurs en plein soleil : des recommandations, découlant de la théorie de base, fournissent le moyen d'obtenir le meilleur résultat.

La note se termine sur le montage des afficheurs, leur soudage et leur nettoyage. En complément, différents tableaux répertorient les différents dispositifs, décodeurs sept segments, pilotes de chiffres, circuits LSI, etc., ainsi que les connecteurs pour circuits imprimés, les filtres optiques utilisables avec ces afficheurs.

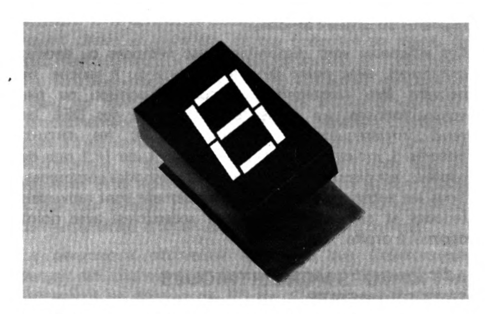


FIGURE 1 — Afficheur 7 segments de grande taille

AFFICHEURS SEPT SEGMENTS

Ce sont des afficheurs à un seul caractère (figure 1) conçus pour être facilement lisibles. Ils sont particulièrement employés sur les équipements électroniques, les caisses enregistreuses, les pendules numériques, les téléviseurs, les grosses machines. Ils sont disponibles en rouge, rouge haut rendement, jaune et vert. Le rouge est obtenu à partir d'arséniure-phosphure de gallium sur substrat de phosphure de gallium (GaP). Le vert est obtenu à partir de GaP sur substrat GaP. Le rendement supérieur du GaP permet de rendre les afficheurs rouges haut rendement, jaunes et verts de 3 à 5 fois plus lumineux que les rouges.

La gamme des hauteurs de caractères, comprise entre 7,6 et 20,3 mm, permet de choisir des dimensions d'afficheur correspondant parfaitement à l'éloignement de l'observateur que l'on suppose avoir une vision normale (10/10) sous un éclairage ambiant typique (100 à 1000 lux), l'afficheur étant excité en concordance avec les données de la fiche technique.

Hauteur des caractères	Distance de lecture max.
7,6 mm	5 m
10,9 mm	6 m
14,1 mm	7,5 m
20,3 mm	9 m

FIGURE 2 — Distance de lecture des grands afficheurs 7 segments

Les afficheurs à DEL de grandes dimensions sont construits en amplifiant la lumière de la DEL par diffusion et réflexion. Les puces de la DEL sont mécaniquement supportées et connectées électriquement par un châssis métallique. Une cavité trapézoïdale réfléchissante est placée au-dessus de chaque DEL, dans un réceptacle rectangulaire en époxy chargé de verre; le haut de la cavité constitue le segment agrandi. Le boîtier en plastique qui contient les cavités des segments constitue l'afficheur.

Ces afficheurs sont disponibles avec cathodes ou anodes communes, avec point décimal à droite ou à gauche. Ils peuvent être commandés en courant continu ou par échantillonnage. La faible tension directe des DEL les rend intrinsèquement compatibles avec les circuits intégrés. L'indicateur de dépassement ± 1, de 14,1 mm de hauteur, est disponible avec anodes ou cathodes communes. Tous les autres indicateurs de dépassement sont universels (anodes et cathodes directement accessibles) avec point décimal à droite.

AFFICHEURS MONOLITHIQUES SEPT SEGMENTS

De petite taille, de faible prix et de faible consommation, ce sont des afficheurs à plusieurs chiffres. Leur utilisation concerne particulièrement les ordinateurs de bureau, les instruments de poche, les appareils de mesure, etc. La hauteur des caractères est comprise entre 2,5 et 4,4 mm. Les afficheurs de 2,5 mm sont particulièrement destinés aux appareils de poche. Les afficheurs de 4,4 mm sont facilement lisibles à 2 m.

Ces afficheurs diffèrent des autres types d'afficheurs à DEL du fait que chaque segment émetteur de lumière est réalisé en diffusant séparément chaque jonction de DEL sur une puce unique au GaAsP. Ce dernier étant relativement cher, la plupart des afficheurs monolithiques utilisent un procédé d'agrandissement optique pour conserver une faible dimension à la puce.

Ces afficheurs sont classés en deux catégories selon que la lentille est étanche ou non. L'étanchéité est obtenue en montant directement la lentille sur la puce de la DEL. Les puces monolithiques en GaAsP sont fixées directement sur les pattes de sortie (figure 3a). La patte supportant la puce constitue la sortie cathodes communes. Le fil de liaison en aluminium correspondant à chaque segment sur la face est ensuite fixé sur le contact d'anode voulu. L'ensemble est entièrement enrobé d'époxy, les lentilles grossissantes venant de moulage.

Les afficheurs non étanches (figure 3b) sont réalisés en collant à l'époxy la puce au GaAsP sur une carte de circuits imprimés haute température. Le raccordement électrique de chaque contact de la puce se fait par soudure d'un fil sur la piste d'anode correspondante du circuit imprimé. Un ensemble de lentilles moulées par injection est ensuite placé sur les puces puis fixé sur la carte à l'aide de tenons placés dans des trous calibrés assurant l'alignement.

Les afficheurs monolithiques Hewlett-Packard ont leurs cathodes communes car le substrat au GaAsP constitue le matériau dopé et chaque jonction de DEL est formée par diffusion P+. Leur résistance dynamique étant faible dans le sens passant, le multiplexage à fort courant est possible à condition de maintenir la tension directe en dessous de 1,8 V. Il est ainsi possible d'échantillonner de longues lignes de caractères.

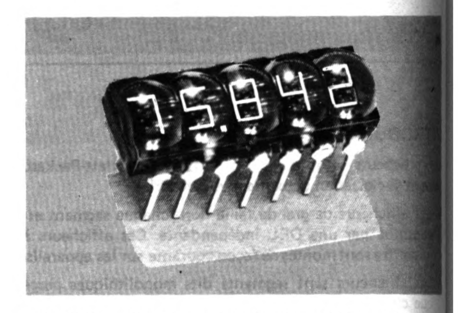


FIGURE 3a — Afficheur monolithique à lentilles étanches

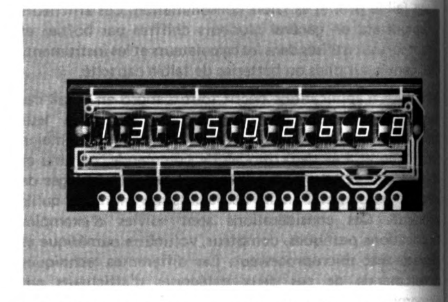


FIGURE 3b — Afficheur monolithique à lentilles non-étanches

TECHNIQUES DE COMMANDE EN COURANT CONTINU
(grands afficheurs sept segments uniquement)

Commandés en courant continu, les afficheurs sont constamment illuminés. Cette commande réalisée à partir d'un décodeur-pilote par caractère est couramment utilisée sur les affichages courts. Le prix de revient du décodage est plus faible que celui de l'échantillonnage si l'affichage est suffisamment court. Le fait que les pilotes n'ont pas à commander de forts courants est un avantage particulier du fonctionnement en courant continu.

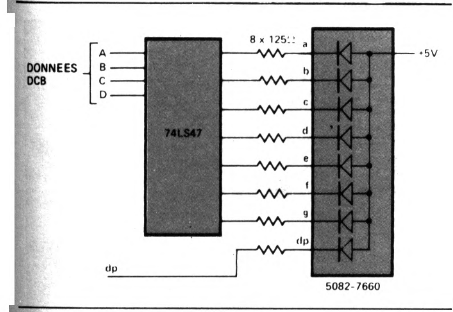


FIGURE 4a — Circuit de commande en CC pour afficheurs à anodes communes 5082-7660

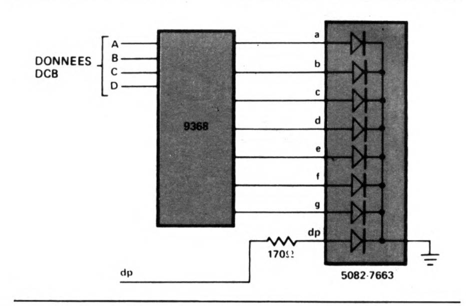


FIGURE 4b — Circuit de commande en CC pour afficheurs à cathodes communes 5082-7663

La figure 4a indique le montage d'un afficheur à anodes communes. Le courant, réglé ici à 20 mA par segment, est déterminé par la relation :

$$R = \frac{V_{CC} - V_F - V_0\ (ON)}{I_F} = \frac{5\ V - 2{,}2\ V - 0{,}35\ V}{20\ mA}$$

$$= 125\ \Omega$$

où

V_{CC} : tension d'alimentation

V_F : tension directe de la DEL avec le courant préconisé

V_0 (ON) : tension de sortie du décodeur (74LS74) à l'état actif

I_F : courant direct désiré (20 mA)

La figure 4b montre le montage correspondant à un afficheur à cathodes communes. Le circuit 9368 Fairchild est un décodeur-pilote possédant des bascules à l'entrée, débitant 15 mA par sortie et permettant l'attaque directe d'afficheurs à DEL à cathodes communes.

TECHNIQUES DE COMMANDE PAR MULTIPLEXAGE

L'usage de circuits de multiplexage partage le temps du décodeur entre les différents chiffres de l'affichage. Ces derniers sont connectés pour que les segments identiques soient câblés en parallèle, ce qui constitue un réseau de sept (sept segments) x N (nombre de chiffres de l'affichage). En fonctionnement, les lignes de validation du segment voulu ne sont excitées que pour le chiffre à visualiser. Simultanément, la ligne de validation caractère correspondant à l'emplacement où le chiffre doit apparaître se trouve sélectionnée. L'échantillonnage se poursuit pour que les segments et la ligne de validation du chiffre suivant soient à leur tour pilotés. La figure 5 donne le schéma du circuit de multiplexage d'un affichage à DEL de cinq chiffres.

La persistance rétinienne est telle que l'observateur perçoit un clignotement permanent si la fréquence d'un évènement ne dépasse pas 60 Hz. C'est pourquoi le taux de rafraîchissement doit être maintenu égal ou supérieur à 100 Hz, l'affichage paraissant alors permanent donc agréable à lire.

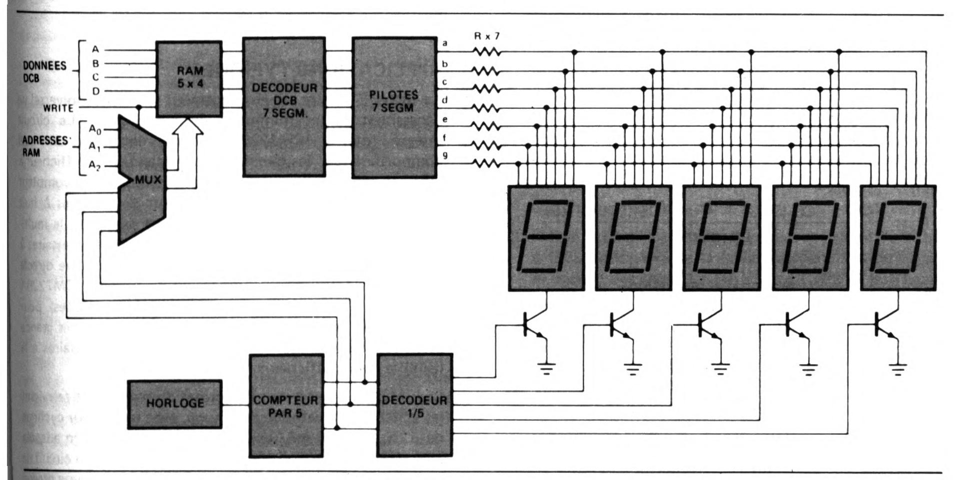


FIGURE 5 — Circuit de multiplexage d'un affichage à DEL de cinq chiffres

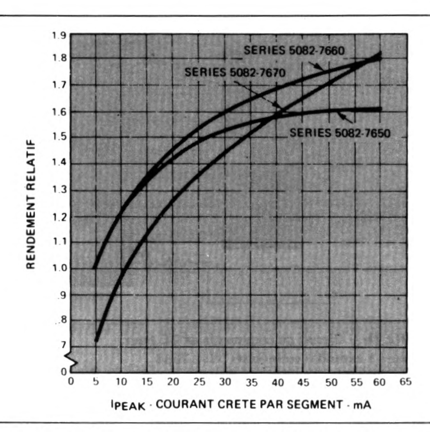


FIGURE 6a — Rendement lumineux relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

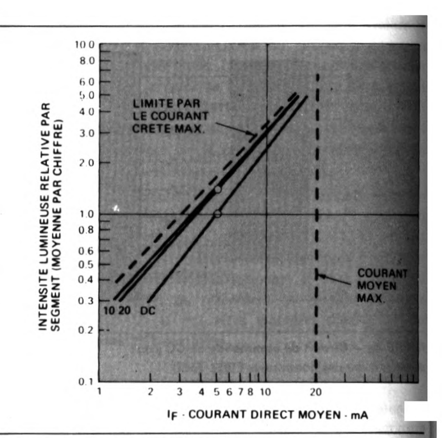


FIGURE 6b — Intensité lumineuse relative par segment en fonction du courant moyen (5082-7650)

Lorsqu'un afficheur est soumis à des vibrations, l'échantillonnage doit se faire à un rythme cinq fois supérieur à la fréquence des vibrations.

L'échantillonnage, avec un nombre moindre de décodeurs et de pilotes, nécessite moins de puissance que la commande en courant continu, pour un afficheur ayant la même intensité lumineuse : en effet, le GaAsP a la propriété d'avoir un rendement lumineux (lumière émise par unité de courant) qui augmente avec le niveau du courant crête (figure 6a). C'est pourquoi à courant moyen constant, l'emploi d'un facteur cyclique plus faible et d'un courant crête plus important améliore l'émission lumineuse, comme le montre la figure 6b. Remarquer que la valeur 1 de l'intensité lumineuse relative (valeur normalisée) est donnée pour un courant direct de 5 mA continus. Alimenté sous 25 mA crête, avec un facteur de forme de 20% (comme dans l'échantillonnage d'un afficheur de cinq chiffres) le même dispositif a une intensité lumineuse moyennée en temps supérieure de 40%.

Une résistance est montée en série sur chaque ligne d'alimentation reliant les segments aux circuits décodeurs-pilotes normaux pour limiter le courant de DEL. Ceci permet d'équilibrer le courant entre les différents segments. L'équation suivante permet de calculer la résistance en se référant à la figure 7 :

$$R = \frac{V_{CC} - V_{CE\ (SEG)} - V_F - V_{CE\ (CHIFFRE)}}{I_{CRETE}}$$

où

V_{CC} : tension d'alimentation

$V_{CE\ (SEG)}$: chute de tension à saturation dans le pilote de segment à I_{CRETE}

$V_{CE\ (CHIFFRE)}$: chute de tension à saturation dans le pilote de chiffre à $I_{CRETE} \times 8$ (cas le plus défavorable lorsque tous les segments sont allumés)

I_{CRETE} : $I_{MOYEN} \times$ nombre de chiffres = courant crête par segment de la DEL

ou

$$\frac{I_{MOYEN}}{\text{Facteur de forme}}$$

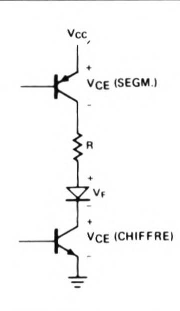
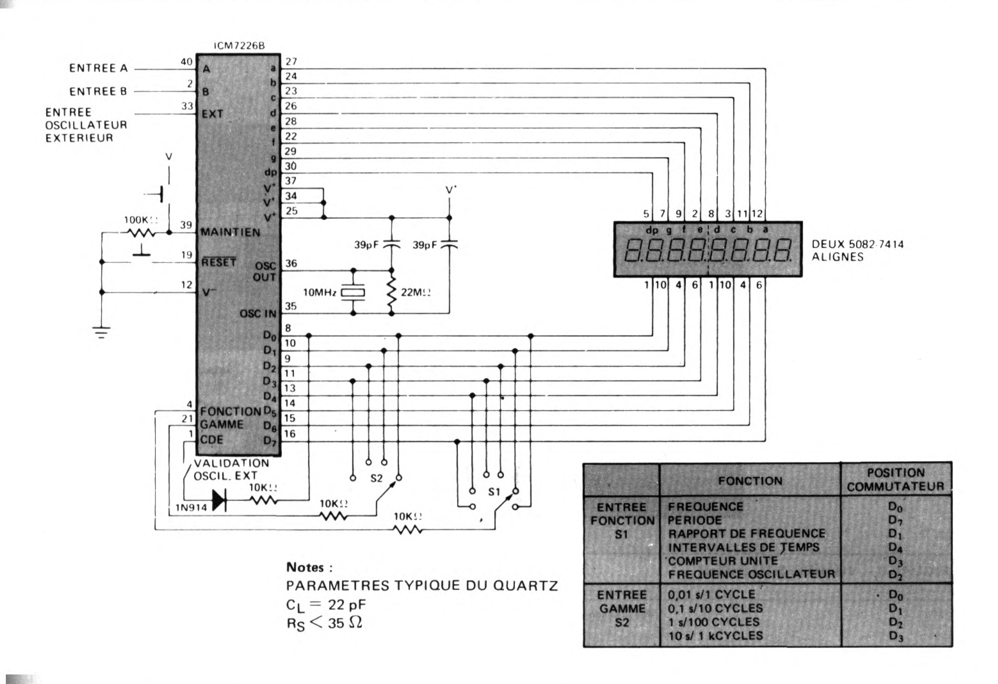


FIGURE 7 — Commande de segment

APPLICATIONS TYPIQUES

La figure 8 illustre un montage pour compteur universel ne nécessitant qu'un minimum de composants. Le circuit intégré Intersil ICM7226B est un compteur universel comportant tous les circuits de commande d'un afficheur à DEL. Il contient l'oscillateur haute fréquence, le compteur base de temps à décade, le compteur de données à huit décades avec bascule, le décodeur sept segments, le multiplexeur de chiffres, les pilotes de commande nécessaires à huit segments et huit chiffres permettant l'attaque directe des DEL monolithiques. L'utilisation des circuits ICM7226A ou B (anodes communes ou cathodes communes) pour commander de grands afficheurs demande une très grande attention du fait des courants importants nécessaires à la lisibilité de ces afficheurs.

Le ICM7226B met à jour l'information segment et rafraîchit les afficheurs à cathode commune, avec un facteur cyclique de 12%, sous 15 mA, valeur particulièrement bien adaptée aux afficheurs monolithiques à sept segments. Le circuit de la figure 8 utilise deux afficheurs 5082-7414 comme organe de visualisation du compteur. Un dispositif normal fournira une intensité lumineuse moyennée en temps de 30 µcd



	FONCTION	POSITION COMMUTATEUR
ENTREE FONCTION S1	FREQUENCE	D_0
	PERIODE	D_7
	RAPPORT DE FREQUENCE	D_1
	INTERVALLES DE TEMPS	D_4
	COMPTEUR UNITE	D_3
	FREQUENCE OSCILLATEUR	D_2
ENTREE GAMME S2	0,01 s/1 CYCLE	D_0
	0,1 s/10 CYCLES	D_1
	1 s/100 CYCLES	D_2
	10 s/ 1 kCYCLES	D_3

FIGURE 8 – Coupleur universel 10 MHz

permettant ainsi une excellente lisibilité. L'emploi de ce compteur universel intégré très complexe et d'un afficheur monolithique très compact permet de réaliser un appareil de poche très puissant.

La figure 9 illustre un circuit permettant de réaliser l'afficheur de face avant à 3 1/2 chiffres d'un appareil de mesure de hautes performances et de faible consommation. Le montage utilise le convertisseur analogique-numérique Intersil ICL7107 (CMOS), sept composants passifs et quatre grands afficheurs sept segments. Tous les autres dispositifs nécessaires, c'est-à-dire les décodeurs sept segments, les pilotes d'affichage, la référence de tension et l'horloge, sont compris dans le circuit ICL7107.

L'ICL7107 assure le pilotage de trois afficheurs sept segments et d'un indicateur de dépassement sous un courant direct de 8 mA continus par segment. L'information segment est décodée et mise à jour de façon permanente par la logique de commande du circuit. Les afficheurs rouges 5082-7736 et -7740 dont la hauteur des chiffres est de 7,6 mm conviennent parfaitement à ce dispositif d'affichage numérique de tableau. Pour obtenir une plus forte luminosité, il est possible de les remplacer par des afficheurs similaires rouges haut rendement, jaunes ou verts.

INTERFACE MICROPROCESSEUR-AFFICHEURS

Quatre systèmes d'interface entre un microprocesseur et un afficheur sept segments sont possibles :

1. Un contrôleur commandé en continu pilote statiquement un afficheur sept segments à DEL à partir du port de sortie d'un microprocesseur. En configuration standard, chaque afficheur possède sa propre adresse de façon à ce qu'une écriture mémoire ou une entrée-sortie (I/O Write) à cette adresse modifie le contenu du chiffre correspondant de l'affichage.
2. Un contrôleur à rafraîchissement interface le microprocesseur à un afficheur à DEL multiplexé. Le contrôleur interrompt périodiquement le microprocesseur qui, après chaque interruption, fournit de nouvelles données d'affichage pour le cycle de rafraîchissement suivant.
3. Un contrôleur à données décodées rafraîchit l'afficheur à DEL multiplexé de la façon indépendante du système à microprocesseur. La RAM locale stocke les données d'affichage décodées. Ces données sont constamment lues sur la RAM puis utilisées pour rafraîchir l'affichage. Chaque fois que le message d'affichage est modifié, le microprocesseur décode chaque caractère du logiciel et écrit les données décodées sur la RAM locale.
4. Un contrôleur à données codées rafraîchit, lui aussi, l'affichage à DEL multiplexé indépendamment du microprocesseur. La RAM locale mémorise les données DCB qui sont en permanence lues, décodées puis utilisées pour rafraîchir l'affichage. Le message d'affichage est modifié en écrivant de nouveaux caractères DCB sur la RAM.

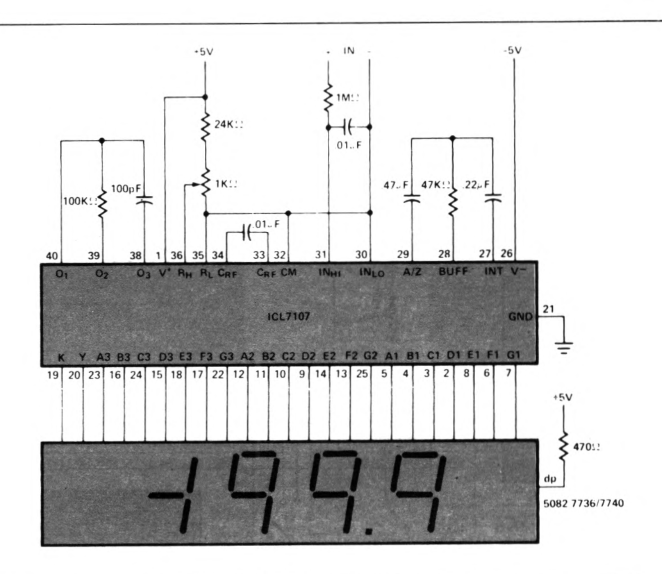


FIGURE 9 – Voltmètre 3-1/2 chiffres

X = INDIFFERENT

MISE A JOUR	A_2	A_1	A_0	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
INDICATEUR DEPASSE	0	0	0	e	d	c	b	a
POINT DECIMAL	0	0	1	pd5	pd4	pd3	pd2	pd1
CHIFFRE 1	0	1	0	X	D	C	B	A
CHIFFRE 2	0	1	1	X	D	C	B	A
CHIFFRE 3	1	0	0	X	D	C	B	A
CHIFFRE 4	1	0	1	X	D	C	B	A

FIGURE 10 – Contrôleur commandé en continu

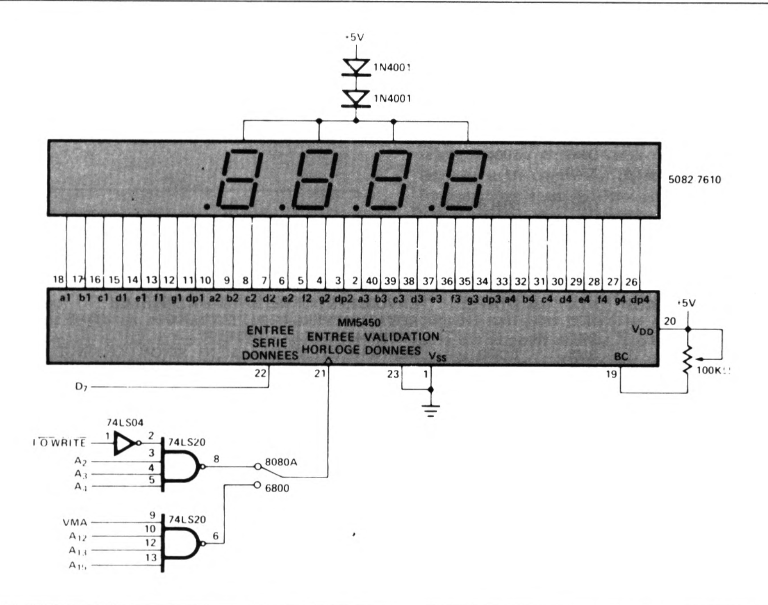


FIGURE 11 – Contrôleur commandé en continu avec interface données séries pour 6800 ou 8080A

CONTROLEURS COMMANDES EN CONTINU

Chaque afficheur à sept segments nécessite un décodeur amplificateur sept segments ou une bascule lorsque l'affichage est piloté en courant continu. La figure 10 donne un exemple d'interface entre un afficheur sept segments et un microprocesseur. On y voit que chaque segment est attaqué par son propre pilote. Les sorties du circuit 9374 Fairchild drainent un courant de 15 mA continus permettant d'attaquer chaque segment de DEL. Le point décimal et l'indicateur de dépassement sont commandés par deux circuits National DS8859. Les sorties de ces registres à six bascules drainent un courant programmable. Le microprocesseur Intel 8080A met chaque afficheur à jour sur une instruction OUTput qui peut accéder à 256 ports ou dispositifs de sortie.

Les cinq bits les plus faibles de l'accumulateur sont chargés par le DS8859 associé à l'indicateur de dépassement lorsque l'instruction OUTput est exécutée. Le point décimal est ensuite mis à jour de la même manière. Les quatre décodeurs-pilotes sont enfin chargés successivement avec l'information DCB correcte.

La figure 11 donne le schéma d'un contrôleur commandé en courant continu, utilisant l'amplificateur de commande de DEL, National MM5450. C'est un registre à décalage SIPO à 34 sorties pouvant drainer chacune jusqu'à 15 mA. Il est conçu pour attaquer des afficheurs à anodes communes avec un minimum de câblage. Les données séries sont transférées de la source de données, ici le microprocesseur, vers l'afficheur à l'aide de deux signaux, SERIAL DATA (données série) et CLOCK (horloge). L'utilisation d'un format constitué d'un bit «1» de tête suivi de 35 bits de données, permet de transférer les données sans autre signal de dialogue. Les 35 bits sont verrouillés jusqu'au 36ème bit, ce qui permet la commande directe d'afficheurs sept segments sans multiplexage.

Les figures 12a et 12b fournissent le logiciel nécessaire à l'interface entre le MM5450 et les microprocesseurs 6800 et 8080A. Les données séries d'affichage sont transférées sur le microprocesseur à l'aide du bit 7 du bus de données. Elles sont synchronisées chaque fois que le microprocesseur écrit sur le MM5450, ce qui est réalisé dans le cas du 8080A par le signal I/O WRITE (écriture entrée-sortie) et une combinaison des adresses de plus faible poids. Le 6800 réalise cette tâche à l'aide du signal VMA (adresse mémoire valide) et une combinaison des bits d'adresses les plus forts. Les données du segment décodé sont supposées stockées en quatre octets de mémoire débutant à l'emplacement $0006. Le format des données des segments décodés pour toutes les interfaces avec microprocesseur est donné figure 13.

Le logiciel envoie tout d'abord le bit de départ au MM5450. L'information segment du premier chiffre est ensuite pointée sur le MM5450, puis permutée circulairement huit fois vers la gauche, les données étant introduites dans l'afficheur après chaque décalage. Cette séquence se répète pour chaque chiffre fournissant ainsi 33 impulsions d'horloge (le bit de départ plus les 4 x 8 bits de segment). Un jeu complet de 36 impulsions doit apparaître pour que les données de segment soient verrouillées dans l'afficheur, c'est pourquoi vous observez en fin de programme trois signaux d'horloge «fictifs», terme employé car la donnée introduite dans le MM5450 n'apparaît jamais sur l'afficheur sept segments.

```
          B0  00  DSPLY  EQU       SB000

0006                     ORG       S0006
0006              DATA   RMB       S4

0400                     ORG       S0400
0400  CE  00  06  LOAD   LDX       I,DATA
0403  86  80             LDA    A  I,S80      CHARGE LE BIT DE DEPART
0405  B7  B0  00         STA    A  E,DSPLY    EMET LE BIT DE DEPART
0408  C6  08      START  LDA    B  I,8        INITIALISE LE COMPTEUR
040A  A6  00             LDA    A  X,0        CHARGE LES DONNEES
040C  B7  B0  00  LOOP   STA    A  E,DSPLY    ENVOIE LES DONNEES SUR L'AFFICHEUR
040F  49                 ROL    A             ROTATION VERS LE BIT SUIVANT
0410  5A                 DEC    B             DECREMENTE LE COMPTEUR
0411  26  F9             BNE       LOOP       BRANCHE EVENTUELLEMENT, SINON CONTINUE
0413  08                 INX
0414  8C  00  04         CPX       I,S04      DERNIER MOT ?
0417  26  EF             BNE       START      BRANCHE SI CE N'EST PAS LE DERNIER MOT, SINON CONTINUE
0419  B7  B0  00         STA    A  E,DSPLY    HORLOGE FICTIVE 1
041C  B7  B0  00         STA    A  E,DSPLY    HORLOGE FICTIVE 2
041F  B7  B0  00         STA    A  E,DSPLY    HORLOGE FICTIVE 3, DONNEES SEGMENT MEMORISEES
0422  39                 RST
```

FIGURE 12a — Interface 6800 - Contrôleur à courant continu de la figure 11

```
E000              DSPLY  EQU       001CH

E000                     ORG       0E006H
E006              DATA   DS        4

E004                     ORG       0E400H
E400  3E  80      LOAD   MVI       A,80H      ' CHARGE LE BIT DE DEPART
E402  D3  IC             OUT       DSPLY      EMET LE BIT DE DEPART
E404  21  06  E0         LXI       H,DATA     SAISIT L'ADRESSE DE LA DONNEE SEGMENT
E407  06  08      START  MVI       B,08H      INITIALISE LE COMPTEUR
E409  7E                 MOV       A,M        CHARGE LES DONNEES SEGMENT
E40A  D3  1C      LOOP   OUT       DSPLY      ENVOIE LES DONNEES SEGMENT SUR L'AFFICHEUR
E400  07                 RLC                  ROTATION VERS LE BIT SUIVANT
E40D  05                 DCR       B          DECREMENTE LE COMPTEUR
E40E  02  0A  E4         JNZ       LOOP       BRANCHE EVENTUELLEMENT, SINON CONTINUE
E411  2C                 INR    L
E412  7D                 MOV       A,L
E413  FE  0A             CPI       0AH        DERNIER MOT ?
E415  C2  07  E4         JNZ       START      BRANCHE SI CE N'EST PAS LE DERNIER MOT, SINON CONTINUE
E418  D3  IC             OUT       DSPLY      HORLOGE FICTIVE 1
E419  D3  IC             OUT       DSPLY      HORLOGE FICTIVE 2
E41C  D3  IC             OUT       DSPLY      HORLOGE FICTIVE 3, DONNEES SEGMENT MEMORISEES
E41E  C9                 RET
```

FIGURE 12b — Interface 8080A - Contrôleur à courant continu de la figure 11

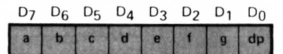


FIGURE 13 – Format des données de segment décodées

L'afficheur 5082-7610 rouge haut rendement à caractères de 7,6 mm de hauteur utilisé figure 11, piloté sous 15 mA, fournit un affichage de grande taille à quatre chiffres faciles à lire. Le potentiomètre de 100 kΩ donne une référence de courant et permet de faire varier l'intensité lumineuse en fonction de l'éclairage ambiant.

CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT

Le contrôleur de rafraîchissement utilise un microprocesseur pour échantillonner l'afficheur. L'échantillonnage est obtenu à l'aide d'une interruption obligeant le microprocesseur à assurer la gestion du sous-programme de rafraîchissement. Ce dernier fournit alors les nouvelles informations de segment et de chiffre. Cette note d'applications présente deux types de contrôleur de rafraîchissement, la différence fondamentale entre les deux consistant en la manière dont les données sont transférées du microprocesseur au contrôleur. Le premier type (figure 14) nécessite huit lignes de données pour transmettre l'information décodée de segment et de point décimal. Le second (figure 15) n'a besoin que de cinq lignes d'interface avec le microprocesseur. Les données sont alors transférées en utilisant les données DCB et le bit du point décimal. Les techniques d'échantillonnage des chiffres sont légèrement différentes selon la longueur de l'affichage.

FIGURE 14 – Contrôleur de rafraîchissement pour afficheurs lisibles au soleil

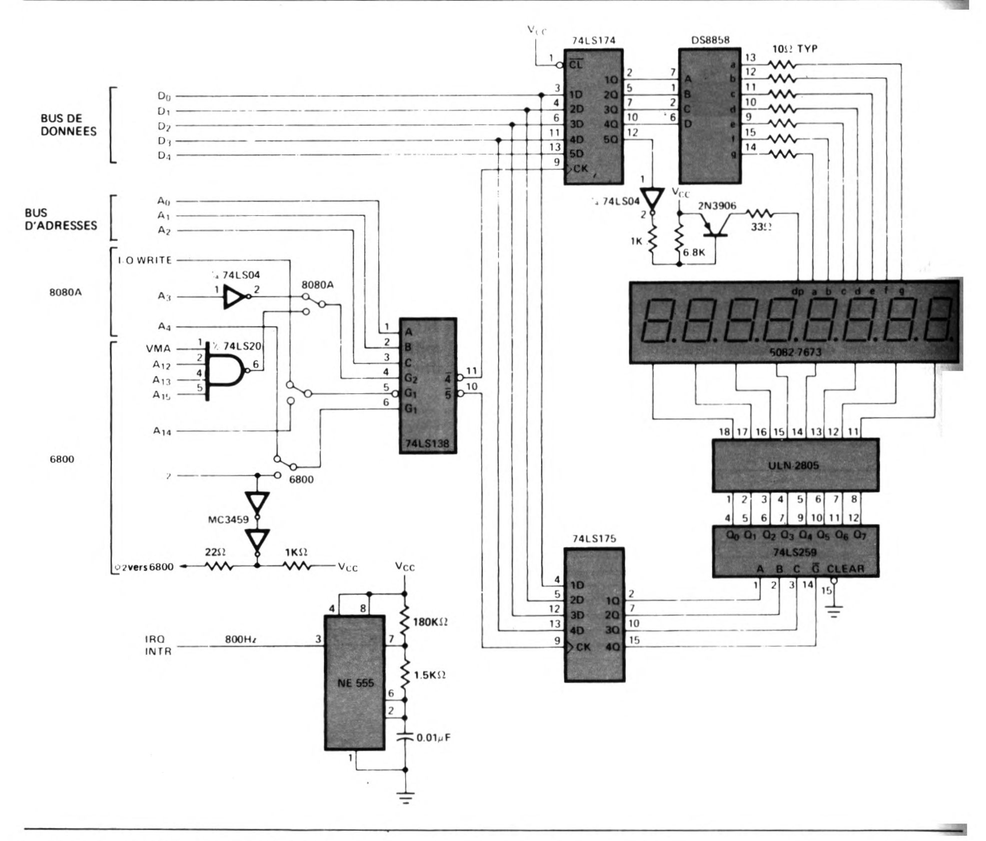


FIGURE 15 – Contrôleur de rafraîchissement

Le circuit de la figure 14 emploie des afficheurs sept segments jaunes HDSP-4133 dont les chiffres ont une hauteur de 10,9 mm. Ils sont lisibles au soleil lorsqu'ils sont utilisés dans des conditions proches du maximum indiqué dans la fiche technique, ce qui est le cas figure 14. Le circuit de commande de segments Sprague ULN-2068B fournit un courant de 120 mA crête avec un facteur cyclique de 1/4. Il peut drainer un courant maximal de 1,75 A, il convient parfaitement au montage, puisque le courant maximal nécessaire est de 120 mA x 8 (nb. de segments), soit environ 1 A. La bascule monostable redéclenchable 74LS122 détecte l'activité de l'échantillonnage sur les lignes segment. Si l'échantillonnage cesse soudain (panne du microprocesseur, etc.), le circuit de commande des chiffres s'arrête immédiatement, pour protéger les segments alors alimentés sous 120 mA continus.

Les figures 16a et 16b fournissent le logiciel nécessaire à l'interface entre le contrôleur de rafraîchissement de la figure 14 et les microprocesseurs 6800 et 8080A. Le programme comprend deux sous-programmes. Le premier LOAD (chargement) est appelé par le programme principal de l'utilisateur. LOAD doit être appelé la première fois qu'une donnée doit être visualisée et ensuite chaque fois qu'une donnée est nécessaire. Ce sous-programme suppose que l'utilisateur a stocké trois octets de données DCB et l'information du point décimal aux emplacements WORD 1, WORD 2 et DP (mot 1, mot 2 et point décimal). Le sous-programme décondense les données codées stockées à ces endroits, les recode en données segment et les mémorise en DD1, DD2, DD3 et DD4. La figure 16c donne le graphique des effets du sous-programme LOAD.

LOAD consulte la table de recherche des données segment située dans la ROM. Cette table est constituée de 16 emplacements successifs contenant les informations segment permettant l'affichage des nombres 0 à 9 et des lettres A à F. Un bit 1 correspond à un segment allumé et un bit 0 à un segment éteint. Tous les bits de points décimaux ont été programmés en logique 0 dans la table. Le sous-programme n'autorise qu'un seul point décimal par ligne d'affichage. Le code débutant avec l'étiquette DCPT (point décimal) détermine l'emplacement du chiffre auquel sera affecté le point décimal et passera le bit du point décimal en logique 1. Le

```
        BF  04          SEG     EQU        SBF04
        BF  05          DIG     EQU        SBF05
0000                    POINT   RMB        2
0002                    DIGIT   RMB        1
0003                    WORD1   RMB        1
004                     WORD2   RMB        1
0005                    DP      RMB        1
0006                    DD1     RMB        1
0007                    DD2     RMB        1
0008                    DD3     RMB        1

0400                            ORG        S0400
0400    CE  06  00      LOAD    LDX        I,S0600
0403    DF  00                  STX        D,POINT       INITIALISE LE POINTEUR
0405    86  01                  LDA    A   I,S01
0407    97  02                  STA    A   D,DIGIT       INITIALISE LE CHIFFRE
0409    96  03                  LDA    A   D,WORD1       CHARGE DEUX MOTS DCB
040B    16                      TAB                      REALISE UNE COPIE
040C    54                      LSR    B                 JUSTIFIE DCB1 A DROITE
040D    54                      LSR    B
040E    54                      LSR    B
040F    54                      LSR    B
0410    D7  01                  STA    B   D,POINT + 1
0412    DE  00                  LDX        D,POINT       POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0414    E6  00                  LDA    B   X,0           CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0416    D7  06                  STA    B   D,DD1         MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0418    84  0F                  AND    A   I,S0F         MASQUE DCB2 RESTANT
041A    97  01                  STA    A   D,POINT + 1
041C    DE  00                  LDX        D,POINT       POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
041E    A6  00                  LDA    A   X,0           CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
0420    97  07                  STA    A   D,DD2         MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
0422    96  04                  LDA    A   D,WORD2       CHARGE LES DEUX MOTS DCB SUIVANTS
0424    16                      TAB                      REALISE UNE COPIE
0425    54                      LSR    B                 JUSTIFIE DCB3 A DROITE
0426    54                      LSR    B
0427    54                      LSR    B
0428    54                      LSR    B
0429    D7  01                  STA    B   D,POINT + 1
042B    DE  00                  LDX        D,POINT       POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
042D    E6  00                  LDA    B   X,0           CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
042F    D7  08                  STA    B   D,DD3         MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
0431    84  0F                  AND    A   I,S0F         MASQUE DCB4 RESTANT
0433    97  01                  STA    A   D,POINT + 1
0435    DE  00                  LDS        D,POINT       POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
0437    A6  00                  LDA    A   X,0           CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
0439    97  09                  STA    A   D,DD4         MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
043B    96  05          DCPT    LDA    A   D,DDP         CHARGE LE CHIFFRE AFFECTE DU POINT DECIMAL
043D    CE  00  00              LDX        I,S0000       EFFACE LE REGISTRE D'INDEX
0440    08              INCR    INX
0441    4A                      DEC    A
0442    26  FC                  BNE        INCR          LA BOUCLE TRANSFERE DONNEES P.D. SUR LE REGISTRE D'INDEX
0444    A6  05                  LDA    A   X,DP          CHARGE LES DONNEES SEGMENTS NECESSITANT LE POINT DECIMAL
0446    8B  01                  ADD    A   I,S01         LUI AJOUTE LE POINT DECIMAL
0448    A7  05                  STA    A   X,DP          LE STOCKE
044A    39                      RTS

044B    0F              RFRSH   SEI                      INVALIDE LES INTERRUPTIONS PENDANT LE RAFRAICHISSEMENT
044C    D6  02                  LDA    B   D,DIGIT       RECHERCHE LE CHIFFRE
044E    C1  01                  CMP    B   I,S01         EST-CE LE 1er CHIFFRE ?
0450    26  05                  BNE        NFST          BRANCHE SI CE N'EST PAS LE 1er CHIFFRE, SINON CONTINUE
0452    CE  00  06              LDX        I,S0006
0455    DF  00                  STX        D,POINT       INITIALISE LE POINTEUR SUR DD1
0457    86  00          NFST    LDA    A   I,S00         EFFACE A
049     B7  BF  05              STA    A   E,DIG         EFFACE L'AFFICHAGE
045C    DE  00                  LDX        D,POINT       POINTE VERS LES DONNEES SEGMENTS
045E    A6  00                  LDA    A   X,0           CHARGE LES DONNEES SEGMENTS
0460    B7  BF  04              STA    A   E,SEG.        FOURNIT LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHAGE
0463    F7  BF  05              STA    B   E,DIG         FOURNIT LES DONNEES CHIFFRES A L'AFFICHEUR
0466    C1  08                  CMP    B   I,S08         EST-CE LE DERNIER CHIFFRE ?
0468    27  08                  BEQ        LOOP1         BRANCHE SI C'EST LE DERNIER CHIFFRE, SINON CONTINUE
046A    78  00  02              ASL        E,DIGIT       PASSE AU CHIFFRE SUIVANT
046D    7C  00  01              INC        E,POINT + 1   POINTE SUR LES DONNEES SEGMENTS SUIVANTES
0470    0E                      CLI                      REVALIDE LES INTERRUPTIONS
0471    3B                      RTI                      RETOUR
0472    86  01          LOOP1   LDA    A   I,S01         RE-INITIALISE LE 1er CHIFFRE
0474    97  02                  STA    A   D,DIGIT
0476    0E                      CLI                      REVALIDE LES INTERRUPTIONS
0477    3B                      RTI                      RETOUR

0600                            ORG        S0600
0600    FC                      FCB        SFC           0
0601    60                      FCB        S60           1
0602    DA                      FCB        SDA           2
0603    F2                      FCB        SF2           3
0604    66                      FCB        S66           4
0605    B6                      FCB        SB6           5
0606    3E                      FCB        S3E           6
0607    E0                      FCB        SE0           7
0608    FE                      FCB        SFE           8
0609    E6                      FCB        SE6           9
060A    EE                      FCB        SEE           A
060B    3E                      FCB        S3E           B
060C    9C                      FCB        S9C           C
060D    7A                      FCB        S7A           D
060E    9E                      FCB        S9E           E
060F    BE                      FCB        SBE           F
```

FIGURE 16a — Interface 6800 - Contrôleur de la figure 14

```
E000                    SEG     EQU    001CH
E000                    DIG     EQU    001DH

E000                            ORG    0E000H
E000                    POINT   DS     2
E002                    DIGIT   DS     1
E003                    WORD1   DS     1
E004                    WORD2   DS     1
E005                    DP      DS     1
E006                    DD1     DS     1
E007                    DD2     DS     1
E008                    DD3     DS     1
E009                    DD4     DS     1

E00A                            ORG    0E400H
E400  21  00  E6        LOAD    LXI    H,0E600H
E403  22  00  E0                SHLD   POINT        INITIALISE LE POINTEUR
E406  3E  01                    MVI    A,01H
E408  32  02  E0                STA    DIGIT        INITIALISE LE CHIFFRE
E40B  3A  03  E0                LDA    WORD1        CHARGE DEUX MOTS DCB (DCB1, DCB2)
E40E  E6  F0                    ANI    0F0H         MASQUE LES BITS DE POIDS FAIBLE
E410  0F                        RRC                 JUSTIFIE DCB1 A DROITE
E411  0F                        RRC
E412  0F                        RRC
E413  0F                        RRC
E414  6F                        MOV    L,A          POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
E415  7E                        MOV    A,M          CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
E416  32  06  E0                STA    DD1          MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
E419  3A  03  E0                LDA    WORD1        CHARGE LES DEUX MEMES MOTS DCB (DCB1, DCB2)
E41C  E6  0F                    ANI    0FH          MASQUE LES BITS DE POIDS FORT
E41E  6F                        MOV    L,A          POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
E41F  7E                        MOV    A,M          CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
E420  32  07  E0                STA    DD2          MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
E423  3A  04  E0                LDA    WORD2        CHARGE LES DEUX MOTS DCB SUIVANTS (DCB3, DCB4)
E426  E6  F0                    ANI    0F0H         MASQUE LES BITS DE POIDS FAIBLE
E428  0F                        RRC                 JUSTIFIE DCB3 A DROITE
E429  0F                        RRC
E42A  0F                        RRC
E42B  0F                        RRC
E42C  6F                        MOV    L,A          POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
E42D  7E                        MOV    A,M          CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
E42E  32  08  E0                STA    DD3          MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
E431  3A  04  E0                LDA    WORD2        CHARGE LES DEUX MEMES MOTS DCB (DCB3, DCB4)
E434  E6  0F                    ANI    0FH          MASQUE LES BITS DE POIDS FORT
E436  6F                        MOV    L,A          POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
E437  7E                        MOV    A,M          CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
E438  32  09  E0                STA    DD4          MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
E43B  3A  05  E0        DCPT    LDA    DP           CHARGE LE CHIFFRE AFFECTE DU POINT DECIMAL
E43E  01  05  E0                LXI    B,0E005H     POSITIONNE LA PAIRE DE REGISTRE BC COMME POINTEUR
E441  03                INCR    INX    B            LA BOUCLE TRANSFERE LES DONNEES POINT DECIMAL SUR BC
E442  3D                        DCR    A
E443  C2  41  E4                JNZ    INCR
E446  0A                        LDAX   B            CHARGE LES DONNEES SEGMENTS NECESSITANT LE POINT DECIMAL
E447  C6  01                    ADI    01H          LEUR AJOUTE LE POINT DECIMAL
E449  02                        STAX   B            LES MEMORISE A NOUVEAU
E44A  C9                        RET

E44B  F3                RFRSH   DI                  INVALIDE LES INTERRUPTIONS
E44C  F5                        PUSH   PSW          LES SAUVEGARDE DANS LA PILE
E44D  E5                        PUSH   H
E44E  D5                        PUSH   D
E44F  3A  02  E0                LDA    DIGIT        RECHERCHE LE CHIFFRE
E452  FE  01                    CPI    01H          DERNIER CHIFFRE ?
E454  C2  5D  E4                JNZ    NFST         BRANCHE SI CE N'EST PAS LE PREMIER, SINON CONTINUE
E457  21  06  E0                LXI    H,0E006H     RE-INITIALISE LE REGISTRE HL
E45A  22  00  E0                SHLD   POINT        LE POINTEUR POINTE DD1
E45D  3E  00            NFST    MVI    A,00H
E45F  D3  1D                    OUT    DIG          EFFACE L'AFFICHAGE
E461  2A  00  E0                LHLD   POINT        LE POINTEUR POINTE LES DONNEES SEGMENTS
E464  EB                        XCHG                DECHARGEMENT
E465  1A                        LDAX   D            CHARGE LES DONNEES SEGMENTS VIA LA PAIRE DE
E466  EB                        XCHG                DECHARGEMENT
E467  D3  1C                    OUT    SEG          FOURNIT LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHAGE
E469  3A  02  E0                LDA    DIGIT        CHARGE LES DONNEES CHIFFRE
E46C  D3  1D                    OUT    DIG          FOURNIT LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
E46E  FE  08                    CPI    08H          DERNIER CHIFFRE ?
E470  CA  E4  80                JZ     LOOP1        BRANCHE SI C'EST LE DERNIER CHIFFRE, SINON CONTINUE
E473  07                        RLC                 PERMUTE SUR LE CHIFFRE SUIVANT
E474  32  02  E0                STA    DIGIT        MEMORISE POUR LE CHIFFRE SUIVANT
E477  23                        INX    H            INCREMENTE
E478  22  00  E0        LOOP2   SHLD   POINT        LE POINTEUR POINTE LES DONNEES SEGMENTS SUIVANTES
E47B  D1                        POP    D            LES SAUVEGARDE
E47C  E1                        POP    H
E47D  F1                        POP    PSW
E47E  FB                        EI                  VALIDE LES INTERRUPTIONS
E47F  C9                        RET                 RETOUR
E480  3F  01            LOOP1   MVI    A,01H
E482  32  02  E0                STA    DIGIT        LE CHIFFRE POINTE LE 1er CHIFFRE
E485  C3  78  E4                JMP    LOOP2

                                ORG    0E600
E600  FC                        DB     0FCH         0
E601  60                        DB     060H         1
E602  DA                        DB     0DAH         2
E603  F2                        DB     0F2H         3
E604  66                        DB     066H         4
E605  B6                        DB     0B6H         5
E606  3E                        DB     03EH         6
E607  E0                        DB     0E0H         7
E608  FE                        DB     0FEH         8
E609  E6                        DB     0E6H         9
E60A  EE                        DB     0EEH         A
E60B  3E                        DB     03EH         B
E60C  9C                        DB     09CH         C
E60D  7A                        DB     07AH         D
E60E  9E                        DB     09EH         E
E60F  8E                        DB     08EH         F
```

FIGURE 16b — Interface 8080A - Contrôleur de la figure 14

sous-programme est alors complètement utilisé et renvoie au programme principal.

Le temporisateur intégré 555 fournit une interruption qui engage le microprocesseur à gérer le sous-programme RFRSH (rafraîchissement). Il utilise le registre POINT (pointeur) pour localiser l'information segment (DD1, DD2, DD3 et DD4) qui doit être envoyée sur l'afficheur. L'étiquette SEG (segment) correspond à l'adresse à laquelle la donnée segment doit être écrite. L'étiquette DIG (chiffre) identifie de manière similaire l'adresse où les données chiffre doivent être écrites. RFRSH (rafraîchissement) met à jour l'affichage en commençant par éteindre tous les segments, pour éliminer le phénomène de «fantôme», les segments restant partiellement allumés. L'information segment est ensuite écrite dans la bascule octale 74LS273 et l'information chiffre dans le registre à quatre bascules 74LS175. La commande est alors renvoyée au programme principal. Ce processus se répète avec les informations de segment correctes pour chacun des autres chiffres. Avec les filtres optiques appropriés, le circuit de la figure 12 commandé par un programme 6800 ou 8080A permet un excellent affichage facilement lisible en plein soleil.

Le circuit du contrôleur de rafraîchissement de la figure 15 est très proche de celui de la figure 14, aux quelques différences suivantes : Le contrôleur emploie un décodeur DCB-sept segments National DS8858, ce qui permet d'écrire les données DCB sur le contrôleur de rafraîchissement sans utiliser de sous-programme LOAD, pour réduire l'encombrement de la RAM et le temps de fonctionnement du microprocesseur. Le logiciel d'interface de ce montage avec un 6800 ou un 8080A fait l'objet des figures 17a et 17b. L'affichage utilisé est constitué d'afficheurs de grandes dimensions 5082-7673 de couleur verte (cathodes communes).

	D_7 D_6 D_5 D_4	D_3 D_2 D_1 D_0
WORD 1	DCB1 (MSD)	DCB2
WORD 2	DCB3	DCB4 (LSD)
pd	0	pd

CHARG.t

	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
DD1 (MSD)	a	b	c	d	e	f	g	dp
DD2	a	b	c	d	e	f	g	dp
DD3	a	b	c	d	e	f	g	dp
DD4 (LSD)	a	b	c	d	e	f	g	dp

(WORD 1, WORD 2 ET pd SONT DES EMPLACEMENTS DE RAM CONSECUTIFS)

(DD1, DD2, DD3 ET DD4 SONT DES EMPLACEMENTS DE RAM CONSECUTIFS)

MSD = CHIFFRE LE PLUS SIGNIFICATIF
LSD = CHIFFRE LE MOINS SIGNIFICATIF

FIGURE 16c — Sous-programme chargement (LOAD)

```
         BF 04       SEG    EQU    SBF04
         BF 05       DIG    EQU    SBF04
0000                 POINT  RMB    2
0002                 DIGIT  RMB    1
0003                 DATA   RMB    8

0400                        ORG    S0400
0400     CE 00 03    INT    LDX    I,S0003
0403     DF 00              STX    D,POINT      INITIALISE LE POINTEUR
0405     7F 00 02           CLR    E,DIGIT      INITIALISE LE CHIFFRE
0408     0F          RFRSH  SEI                 INVALIDE LES INTERRUPTIONS
0409     DE 00              LDX    D,POINT      OBTIENT LE POINTEUR
040B     E6 00              LDA  B X,0
040D     86 08              LDA  A I,S08
040F     B7 BF 05           STA  A E,DIG        EFFACE L'AFFICHAGE
0412     F7 BF 04           STA  B E,SEG        ENVOIE LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHEUR
0415     96 02              LDA  A D, DIGIT     OBTIENT LE CHIFFRE
0417     81 07              CMP  A I,S07
0419     27 0B              BEQ    LOOP1        BRANCHE SI C'EST LE DERNIER CHIFFRE, SINON CONTINUE
041B     7C 00 02           INC    E,DIGIT      PROGRESSE VERS LE CHIFFRE SUIVANT
041E     B7 BF 05           STA  A E,DIG        ENVOIE LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
0421     7C 00 01           INC    E,POINT + 1  LE POINTEUR POINTE LE MOT DCB SUIVANT
0424     0E                 CLI
0425     3B                 RTI
0426     B7 BF 05    LOOP1  STA  A E,DIG        ENVOIE LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
0429     CE 00 03           LDX    I,S0003
042C     DF 00              STX    D,POINT      RE-INITIALISE LE POINTEUR
042E     7F 00 02           CLR    E,DIGIT      RE-INITIALISE LE CHIFFRE
0431     0E                 CLI
0432     3B                 RTI
```

FIGURE 17a — Interface 6800 - Contrôleur de la figure 15

```
E000                    SEG    EQU    001CH
E000                    DIG    EQU    001DH

E000                           ORG    0E000H
E000     03 E0          POINT  DW     DATA
E002                    DIGIT  DS     01H
E003                    DATA   DS     08H

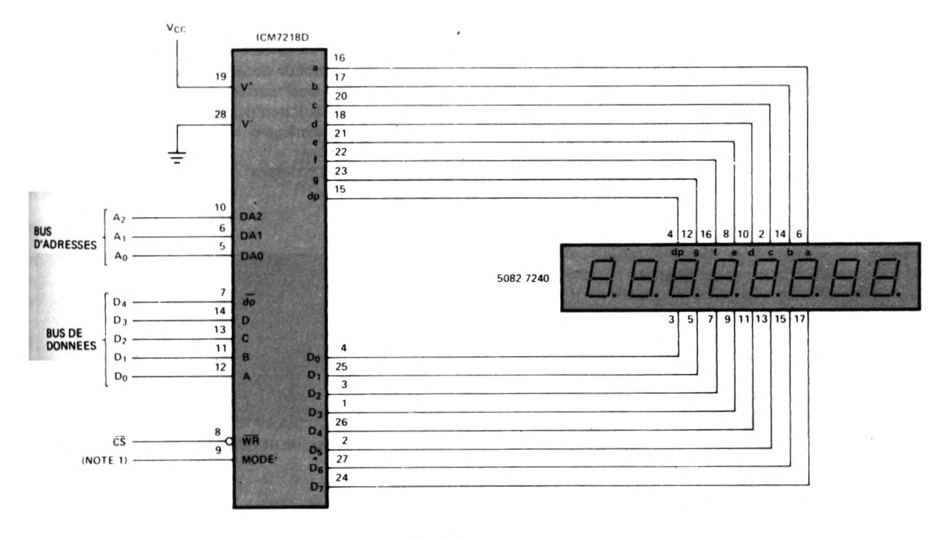
E00B                           ORG    0E400H
E400     21 03 E0       INIT   LXI    H,0E003H
E403     22 00 E0              SHLD   POINT       INITIALISE LE POINTEUR
E406     3E 00                 MVI    A,0
E408     32 02 E0              STA    DIGIT       INITIALISE LE CHIFFRE
E40B     F3             RFRSH  DI                 INVALIDE LES INTERRUPTIONS
E40C     F5                    PUSH   PSW         SAUVEGARDE
E40D     E5                    PUSH   H           SAUVEGARDE
E40E     2A 00 E0              LHLD   POINT       OBTIENT LE POINTEUR
E411     3E 08                 MVI    A,08H
E413     D3 ID                 OUT    DIG         EFFACE L'AFFICHAGE
E415     7E                    MOV    A,M
E416     D3 IC                 OUT    SEG         ENVOIE LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHEUR
E418     3A 02 E0              LDA    DIGIT       OBTIENT LE CHIFFRE
E41B     D3 ID                 OUT    DIG         ENVOIE LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
E41D     FE 07                 CPO    07H
E41F     CA 2E E4              JZ     LOOP1       BRANCHE SI C'EST LE DERNIER, SINON CONTINUE
E422     3C                    INR    A
E423     32 02 E0              STA    DIGIT       PROGRESSE VERS LE CHIFFRE SUIVANT
E426     23                    INX    H
E427     22 00 E0       LOOP2  SHLD   POINT       LE POINTEUR POINTE LE MOT DCB SUIVANT
E42A     E1                    POP    H
E42B     F1                    POP    PSW
E42C     FB                    E1                 VALIDE LES INTERRUPTIONS
E42D     C9                    RET
E42E     3E 00          LOOP1  MVI    A,0
E430     32 02 E0              STA    DIGIT       RE-INITIALISE LE CHIFFRE
E433     21 03 E0              LXI    H,0E003H    RE-INITIALISE LE POINTEUR
E436     C3 27 E4              JMP    LOOP2
```

FIGURE 17b — Interface 8080A - Contrôleur de la figure 15

CONTROLEUR A DONNEES CODEES

La figure 18 correspond au schéma d'un contrôleur à données codées destiné à commander un afficheur monolithique de huit chiffres à sept segments, au moyen du circuit Intersil ICM7218D assurant le stockage des données DCB et le multiplexage de l'afficheur. Il est conçu pour attaquer des afficheurs à DEL à cathodes communes sous 10 mA crête par segment (minimum) avec un rapport cyclique de 12%.

Le circuit de la figure 18 utilise le ICM7218D pour commander un afficheur monolithique à DEL de huit chiffres HDSP-7240. La version anode commune de ce circuit (ICM7218C) débite un I_{PEAK} de 10 mA par segment (minimum). Les huit lignes chiffres du ICM7218D peuvent être mises en parallèle si l'on désire un courant plus important et que quatre chiffres suffisent : dans ce cas, ces derniers sont commandés par un courant double du courant minimal. L'interface microprocesseur-ICM7218D se réalise au moyen de cinq entrées DCB (DCB et dp), de trois lignes d'adresses chiffres (DA0, DA1 et DA2), d'une entrée MODE et d'une entrée WRITE. Les données peuvent être écrites dans les huit emplacements de la mémoire statique du ICM7218D par l'intermédiaire d'un code binaire à trois bits envoyé aux entrées adresses du chiffre. Le front descendant de l'impulsion WRITE commande le transfert des données DCB et du point décimal sur la RAM. Cette méthode d'adressage de la mémoire permet à l'utilisateur de ne mettre les informations d'affichage à jour que si cela est nécessaire.



Note 1 :
MODE EST UNE ENTREE A TROIS ETATS TELLE QU'EN MODE = HAUT, LE 7218 FOURNISSE UN DECODAGE HEXADECIMAL, EN MODE FLOTTANT, IL FOURNISSE LE DECODAGE DU CODE B ET EN MODE = BAS, IL SUPPRIME L'AFFICHAGE

FIGURE 18 – Contrôleur à données codées

CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

La figure 19 donne le schéma d'un tel contrôleur destiné à commander un afficheur de quatre chiffres à sept segments de 20,8 mm de hauteur. Cet afficheur est directement piloté par un MM74C911 National qui fournit les moyens de stockage des données de segment et le multiplexage de l'affichage. Il permet de commander des afficheurs à cathodes communes sous un I_{PEAK} de 100 mA par segment avec un facteur de forme de 25%. Ce même circuit est utilisé figure 17 pour commander quatre afficheurs rouges de 20,3 mm HDSP-3403.

L'interface microprocesseur, MM74C911, est réalisé au moyen de huit lignes de données (a, b, c, d, e, f, g et dp), de deux entrées adresses K_1 et K_2, de CHIP ENABLE (validation circuit) et de WRITE ENABLE (validation écriture). La donnée segment voulue est écrite dans le registre sélectionné par l'information d'adresse lorsque $\overline{CE}$ et $\overline{WE}$ sont à l'état bas. Cette donnée est stockée lorsque $\overline{CE}$ ou $\overline{WE}$ repassent à l'état haut. Il n'est pas nécessaire de prévoir un temps de maintien des données.

Un oscillateur interne présente séquentiellement les données stockées à la sortie des amplificateurs de commande qui attaquent directement l'afficheur à DEL. Ces amplificateurs sont actifs lorsque la patte de commande $\overline{SOE}$ ($\overline{SEGMENT\ OUT\ PUT\ ENABLE}$: validation sortie segment) est à l'état bas. Ceci permet de commander le facteur de forme de la luminosité et de régler celle-ci en fonction de l'éclairage ambiant. $\overline{SOE}$ sert aussi, éventuellement, à mettre hors service les amplificateurs, de façon à limiter la consommation d'énergie. Les sorties chiffre attaquent directement la base du transistor chiffre lorsque la broche $\overline{DIO}$ ($\overline{DIGIT\ INPUT\ OUTPUT}$: entrée-sortie chiffre) est à l'état bas.

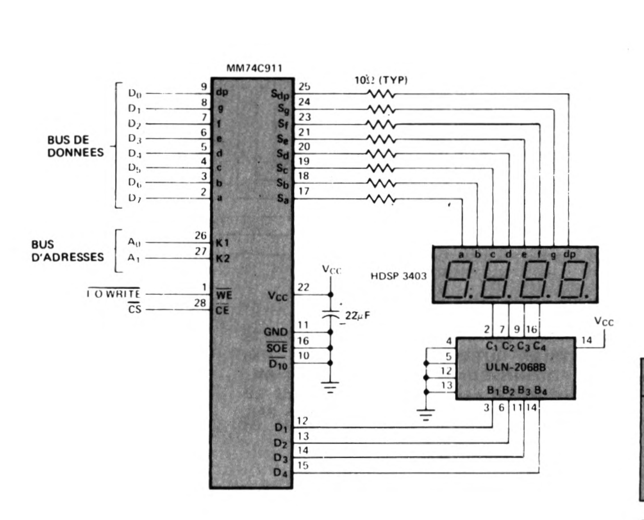
COMMENT ASSORTIR LES AFFICHEURS EN INTENSITE LUMINEUSE

L'intensité lumineuse des afficheurs Hewlett-Packard est vérifiée pour concorder avec celle indiquée dans les fiches techniques. Tous les afficheurs alignables ont un repère correspondant à leur niveau lumineux. L'oeil peut, en gros, distinguer un rapport d'intensité lumineuse de 2 et c'est cette valeur qui sert de base à nos mesures. On obtient l'homogénéité lumineuse en accolant deux afficheurs portant la même référence d'intensité lumineuse (une ou deux lettres situées à droite du boîtier).

Les afficheurs sept segments monolithiques sur carte sont équilibrés en intensité lumineuse chiffre par chiffre sur un ensemble donné. Les afficheurs monolithiques, étanches, qui peuvent être alignés sont eux aussi repérés par une lettre située sous le boîtier.

COULEUR

L'uniformité de la couleur d'un affichage de grande taille est à considérer. Le rouge et le rouge haut rendement sont des couleurs inhérentes et ne posent pas de problème. Par contre, l'oeil est beaucoup plus sensible aux différences de couleur du jaune et du vert : c'est pourquoi, ces afficheurs sont repérés en fonction de leur longueur d'onde dominante, par un nombre situé sur le côté droit du boîtier. Pour obtenir une couleur homogène, il suffit d'aligner plusieurs boîtiers portant le même numéro.



COMMANDE ENTREE

CE	ADRESSE CHIFFRE		WE	OPERATION
	K_2	K_1		
0	0	0	0	ECRITURE CHIFFRE 1
0	0	0	1	MEMORISATION CHIFFRE 1
0	0	1	0	ECRITURE CHIFFRE 2
0	0	1	1	MEMORISATION CHIFFRE 2
0	1	0	0	ECRITURE CHIFFRE 3
0	1	0	1	MEMORISATION CHIFFRE 3
0	1	1	0	ECRITURE CHIFFRE 4
0	1	1	1	MEMORISATION CHIFFRE 4
1	X	X	X	INVALIDE L'ECRITURE

X : INDIFFERENT

COMMANDE SORTIE

DIO	SOE	LIGNES CHIFF.				OPERATION
		D_4	D_3	D_2	D_1	
0	0	R	R	R	R	RAFRAICHIT L'AFFICHAGE
0	1	R	R	R	R	INVALIDE LES SEGMENTS
1	0	0	0	0	0	LES CHIFF. SONT ENTRES
1	0	0	0	0	1	AFFICHAGE CHIFFRE 1
1	0	0	0	1	0	AFFICHAGE CHIFFRE 2
1	0	0	1	0	0	AFFICHAGE CHIFFRE 3
1	0	1	0	0	0	AFFICHAGE CHIFFRE 4
1	1	0	0	0	0	ECONOMISEUR D'ENERGIE

R : RAFRAICHISSEMENT
(LES LIGNES CHIFFRES SONT PULSEES SEQUENTIELLEMENT)

FIGURE 19 – Contrôleur à données décodées

LISIBILITE A LA LUMIERE SOLAIRE

La croissance rapide des équipements électroniques sophistiqués destinés à l'aviation, à l'automobile et à l'armée, a généré le besoin d'afficheurs lisibles sous de très forts éclairements (plein soleil, par exemple). En combinant les plus récentes technologies de fabrication des DEL et celles de l'amélioration du contraste, Hewlett Packard peut proposer des afficheurs lisibles sous des éclairements directs atteignant 107000 lumens/m^2 (soleil).

Les séries des grands afficheurs HDSP-3530, -3730, -4030 et -4031 optimisent les paramètres qui contribuent à la lisibilité des afficheurs en plein soleil. Ce sont :

a. La couleur des DEL.
b. Le contraste de luminance.
c. Le contraste de chrominance (différence de couleur).
d. Les réflexions sur la surface de l'afficheur.

La puce des afficheurs lisibles en plein soleil est en arséniure-phosphure de gallium (GaAsP) sur substrat au phosphure de gallium (GaP). Ces matériaux fournissent la lumière nécessaire lorsqu'ils sont excités par des courants crêtes pouvant atteindre 120 mA. Des puces de DEL fort courant sont utilisées pour obtenir des courants crêtes et moyens importants dans les afficheurs. Les DEL rouges haut rendement et jaunes fournissent la plus forte lumière pour un courant donné et sont les plus faciles à faire fonctionner en plein soleil. Le boîtier est gris neutre et les segments incolores pour améliorer la visibilité, la combinaison des contrastes lumineux et de chrominance fournissant alors le meilleur compromis. Placés derrière un filtre gris neutre de densité 20 à 25%, les segments illuminés présentent une différence de chrominance distinctement visible sur le fond gris du boîtier.

MONTAGE

Les grands afficheurs sont enrobés dans des boîtiers DIP standard. Le brochage des afficheurs 7,6 mm et 10,9 mm correspond à celui du standard DIP 2,54 x 7,62 mm. Les broches des afficheurs de 20,3 mm et 14,1 mm sont au pas de 2,54 par 15,2 mm, ils se montrent aussi bien sur support de CI 24 contacts que sur supports en bande. Tous les afficheurs sept segments de grande taille sont alignables, ils peuvent être directement implantés sur carte.
Il est possible de les souder à la vague, dans ce cas utiliser de préférence de la soudure Sn60 ou Sn63. Le bain doit être à 245°C et le temps d'immersion compris entre 1,30 et 2 s. Les afficheurs de 20,3 mm possèdent des pieds les surélevant de 1 mm au-dessus de la carte. Les broches des autres afficheurs possèdent des épaulements permettant d'atteindre le même but.

Le raccordement des afficheurs monolithiques non étanches se fait soit en soudant des bornes dans les trous métallisés en bout de piste, soit en utilisant un connecteur encartable (Tableau IV). La soudure des bornes se fait à une température maximale de 230°C et ne doit pas dépasser 3 s par borne. Il est dangereux de chauffer à plus de 85°C une partie quelconque autre du circuit imprimé (fragilité des lentilles). Utiliser une soudure à la résine, un flux neutralisant à basse température et de préférence du fil de connexion rigide.

Les afficheurs monolithiques étanches se montent soit sur supports DIP 12 ou 14 broches, soit directement sur carte. Les broches sont à l'écartement 2,54 x 7,62 mm. Pour les souder sur carte, ne pas dépasser 245°C à 1,6 mm du plan de base. Les épaulements des broches sont intentionnellement surélevés pour permettre le montage de l'afficheur en biais par rapport au plan du circuit imprimé. Un angle de 20°, souvent nécessaire sur les appareils de poche ou les calculateurs de bureau, est facilement atteint. Se reporter à la Note d'Applications 937 pour tout renseignement complémentaire.

Les afficheurs à DEL comme la plupart des composants électroniques fonctionnent mieux à basse température. Les données thermiques sont très importantes et toutes les méthodes de refroidissement ou de dissipation de chaleur amélioreront le rendement. La température maximale admissible ne doit en aucun cas être dépassée.

Les performances optiques sont dues à des plastiques spécialement réalisés dans ce but. Ils sont très sensibles aux solvants de nettoyage et l'expérience a montré que le seul produit utilisable est le trichloro-fluoréthane (F113) qui se trouve dans le commerce sous les dénominations Fréon, Génésolv D ou Arkalone. L'eau s'utilise aussi pour le nettoyage des grands afficheurs et des afficheurs monolithiques étanches; elle s'emploie aussi pour nettoyer les afficheurs monolithiques non étanches mais en prenant de grandes précautions pour éviter toute pénétration sous les lentilles.

TABLEAU I - DECODEURS-AMPLIFICATEURS DCB - 7 SEGMENTS

Référence	Marque*	Sorties	Courant en sortie (mA)	Etat actif en sortie	Particularités
74LS47	TI, Fairchild, National	Collecteur ouvert	24	Bas	Zéro automatique-effacement, essai des DEL, 0 à 9
74LS48	TI, Fairchild, National	Résistance de drainage 2 kΩ	6	Haut	
74LS49	TI, National	Collecteur ouvert	8	Haut	
8T04	Signetics		40	Bas	
8T06	Signetics		40	Haut	
9368	Fairchild	Emetteur ouvert	– 19	Haut	Courant constant, bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, A à F
9370	Fairchild	Collecteur ouvert	40	Bas	Bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, A à F
9384	Fairchild	Courant miroir	15	Bas	Courant constant, bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, E, H, C, D
DS8669	National	Collecteur ouvert	25	Bas	2 chiffres (14 sorties), 0 à 9, C, A, P, E, H, J, L, F
MC14511	Motorola	Emetteur bipolaire NPN	– 25	Haut	Bascule, essai des DEL, entrée effacement, 0 à 9
MC14547	Motorola		– 65	Haut	Bascule, entrée effacement, 0 à 9

* Ceci n'est qu'une partie de la liste des marques . . . .

TABLEAU II - AMPLIFICATEURS D'AFFICHAGE

Référence	Marque*	Nb. d' amplif.	Compatibilité à l'entrée	Courant de sortie (mA)	Particularités
DS8859	National	6	TTL	0-40 (max.)	Courant constant programmable
DS8867	National	8	7V MOS	– 14 (typ.)	Courant constant
DS8877	National	6	MOS, TTL	50 (typ.)	Version faible courant du 75492
DS8874/76/79	National	9	9V MOS	50 (min.)	Entrée série, indicateur d'usure de batterie
ULN-2031/33	Sprague	7	TTL, 5V-15V CMOS	± 80 (max.)	Paire Darlington NPN ou PNP
75497/498	TI	7	MOS, TTL	125 (max.)	
75492	TI, Fairchild Motorola National	6	9 MOS	250 (max.)	Paire Darlington
DS8870	National	6	9V MOS	350 (max.)	
DS8863/8963	National	8	9V MOS	500 (max.)	
ULN-2003A (MC1413)	Sprague, TI Motorola	7	TTL, 5V CMOS	500 (max.)	Série de résistances 2,7 kΩ pour paire Darlington
ULN-2981A	Sprague	8	TTL, 5V CMOS	– 500 (max.)	
ULN-2068B	Sprague	4	TTL, 5V CMOS	1500 (max.)	Etage préamplificateur pour paire Darlington

DECODEURS 1 PARMI N

Référence	Marque*	Nb. d' amplif.	Compatibilité à l'entrée	Courant de sortie (mA)	Particularités
74LS259	TI, Signetics	8	TTL	8 (max.)	Actif haut, 4 modes de fonctionnement
DS8665	National	14	9V MOS	– 20 (max.)	Actif bas, sortie oscillateur
NE590	Signetics	8	TTL	250 (max.)	Actif haut, 4 modes de fonctionnement

TABLEAU III - COMMANDES D'AFFICHAGE MULTIFONCTIONS

COMPTEURS

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
MM74C925/6/7/8	National	Compteur CMOS avec bascule de sortie, oscillateur et circuit de scrutation internes	4 chiffres cathodes communes 40 mA crête (typ.), facteur de forme 1/4
MK50395-9	MOSTEK	Compteur six décades, décodeur d'affichage, retenue anticipée, compteur chargeable	6 chiffres anodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MK5002/517	MOSTEK	Compteur quatre décades, décodeur avec effacement du zéro de tête	4 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
ICM7217	Intersil	Compteur-décompteur CMOS, registre départ-comptage et de comparaison pré-réglable, commande câblée du microprocesseur, cascadable	4 chiffres cathodes communes (A, C) 12,5 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
ICM7227			4 chiffres anodes communes (B) 40 mA crête (typ.), 25 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
ICM7208	Intersil	Compteur sept décades avec circuit de scrutation, effacement de l'affichage et remise à zéro	7 chiffres cathodes communes 15 mA crête (typ.), facteur de forme 1/8
ICM7225	Intersil	Compteur-décodeur-pilote à grande vitesse (25 MHz typ.)	4-1/2 chiffres anodes communes 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)
ICM7216	Intersil	Compteur universel, mesure de fréquences, périodes, rapport de fréquence, intervalles de temps, unités	8 chiffres anodes communes (A, C) 35 mA crête (typ.), 25 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
ICM7226			8 chiffres cathodes communes (B, D) 15 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
ZN1040E	Ferranti Packard	Compteur-décompteur synchrone avec bascules mémoires déposées, retenue anticipée, oscillateur interne et circuit de scrutation	4 chiffres anodes ou cathodes communes 80 mA crête (typ.), 50 mA crête (min.), facteur de forme 1/4

CONTROLEUR D'AFFICHAGE

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
8279 8279-5	Intel	Interface clavier-écran programmable, clavier à scrutation, mode matricé, mode entrée multiplexée, mode d'entrée droite ou gauche	16 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MM74C912 BCD-7 segments MM74C917 Binary-Hex)	National	Contrôleur-pilote d'affichage avec RAM 6 x 8, oscillateur interne, circuit de scrutation, décodeur de segments interne	6 chiffres cathodes communes 100 mA crête (typ.), 60 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
MM74V911	National	Contrôleur d'affichage segments extensible avec RAM 4 x 8, oscillateur interne et circuit de scrutation	4 chiffres cathodes communes 100 mA crête (typ.), 60 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
MM5450 MM5451	National	Pilote d'affichage entrée série, deux lignes d'interface au microprocesseur, réglage de luminosité, validation données	39 ou 35 segments à cathodes communes, 25 mA cc (typ.), 15 mA cc (min.)
ICM7218	Intersil	Pilote d'affichage avec mémoire 8 x 8, décodage Hex, code B ou pas de code	8 chiffres anodes communes (A, C, E), cathodes communes (B), facteur de forme 1/8, 25 mA crête (typ.), 20 mA crête (min.) (A, C, E), 25 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.) (B)
ICM7212	Intersil	Décodeur-pilote d'affichage	4 chiffres anodes communes 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)

HORLOGES ET CHRONOGRAPHES

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
ICM7045A	Intersil	Chronomètre industriel complet, cadenceur par décade de précision comptant les secondes, minutes et heures relativement à des fréquences d'oscillations convenables	7 chiffres cathodes communes 15 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.) facteur de forme 1/8
ICM7215	Intersil	Chronographe avec fractionnement du temps	6 chiffres cathodes communes, 13,2 mA crête (typ.), 9 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
S1998A1B	AMI	Circuit pour réveil	4 chiffres anodes communes 16 mA cc (typ.)
MSM5523	OKI	Radio et horloge multifonctions, compteur de fréquence, 5 modes temporels, 4 modes fréquences, indicateur AM/FM	4-1/2 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MSM5929	OKI	Pendule format 12 ou 24 heures, colonne clignotante, suppression du zéro de tête	4 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires

TABLEAU III - COMMANDES D'AFFICHAGE MULTIFONCTIONS

CONVERTISSEUR A/N

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de commande
ICL7107	Intersil	Convertisseur A/N avec amplis/décodeurs et horloge	3-1/2 chiffres cathode commune 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)
ADD3501/3701	National	Multimètre numérique, conversion A/N de modulation d'impulsions, horloge interne ou externe, indicateur de dépassement	3-1/2 chiffres cathode commune 50 mA crête (typ.), fact. cyclique 1/4 amplis chiffres nécessaires
LD130	Siliconix	Convertisseur A/N CMOS, sorties DCB	3-1/2 chiffres anodes ou cathodes communes, nécessite un décodeur DCB-7 segments et des amplificateurs de chiffres

TABLEAU IV - FILTRES

	Panelgraphic	SGL Homalite	3M Company	Glarecheq	Rohm and Haas	Schott	OCLI	Polaroid
Rouge	Ruby Red 60 Dark Red 63 Purple 90	H100-1600 H100-1605 H100-1804 (violet)	R6510 P7710	Spectrafilter 112 Spectrafilter 118	Plexiglass 2423 Oroglass 2414	RG-645 RG-630		
Rouge haut rendement	Scarlet Red 65 Neutral Gray 10	H100-1670	R6310 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 110 Spectrafilter 105 (gris neutre)		RG-610	Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Jaune	Yellow 27 Neutral Gray 10	H100-1720	A5910 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 106 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Vert	Green 48 Neutral Gray 10	H100-1440	G5610 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 107 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)

TABLEAU V - CONNECTEURS POUR AFFICHEURS MONOLITHIQUES NON-ETANCHES, 7 SEGMENTS

Fabricant	Référence	Description
Teledyne Kinetics 410 South Cedros Avenue P.O. Box 427 Solano Beach, CA 92075 (714) 755-1181	Modèle S4050 Modèle S4200	Boîtiers polyester avec contacts à ressort. Profil haut ou bas, montage parallèle ou à 90°. Modèle S4200 jusqu'à 40 contacts.
Precision Concepts, Inc. 1595B Ocean Avenue Bohemia, NY 11716 (516) 567-0995	1255 90-1255	Connecteur à encliquetage. Nombre quelconque de contacts en bande. Inclinaisons disponibles : 0, 45, 60 et 90°. Disponible en version à souder.
William Prym-Werke KG 519 Stolberg-Rheinland (02402) 14331-14465	Spécifier le type de contact.	Sortie de contact à oeillet. Dimensions standard. Modèles spéciaux sur demande.
J.A.V. Manufacturing, Inc. 125 Wilbur Place Bohemia, NY 11716 (516) 567-9030	Séries 022-002	Encliquetage à friction. Disponible avec un angle de 30°. Jusqu'à 17 contacts. Disponible en version à souder.

Adresses des Compagnies de la liste ci-dessus

Panelgraphic Corporation
10 Henderson Drive
West Caldwell, NJ 07006
(201) 227-1500

SGL Homalite
11 Brookside Drive
Wilmington, DE 19804
(302) 652-3686

3M Company
Visual Products Division
3M Center, Bldg. 220-10W
St.Paul, MN 55101
(612) 733-0128

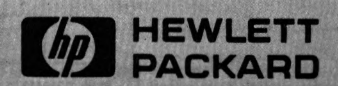
Glarecheq
Chequers Engraving Ltd
1-4 Christina Street
London EC2A P4A
England
(01) 739-6964

Rohm and Haas
Independence Mall West
Philadelphia, PA 19105
(215) 592-3000

Schott Optical Glass
Duryea, PA 13642
(717) 457-7485

Optical Coating Labs, Inc. (OCLI)
2789 Griffen Avenue
Santa Rosa, CA 95401
(707) 545-6440

Polaroid Corporation
Polarizer Division
20 Ames Street
Cambridge, MA
(617) 577-2000/3655



NOTE D'APPLICATIONS 1007

Emploi des échelles analogiques lumineuses

INTRODUCTION

Beaucoup d'applications demandent que des informations analogiques soient transformées en informations lumineuses. Historiquement, le technicien a deux solutions possibles, soit l'appareil de mesure à aiguille traditionnel, soit des voyants alignés en réseau. Les deux solutions ont des défauts : les appareils de tableau avec leur équipage mobile sont affligés d'une très faible précision car ils doivent pouvoir résister aux chocs et d'autre part, les fabricants recherchent des appareils de meilleure esthétique. Les indicateurs sont chers, leur alignement mécanique et optique est difficile, leur couleur et leur intensité lumineuse ne sont pas constantes sur toute la surface d'un même panneau. Hewlett-Packard a résolu le problème en introduisant ses échelles analogiques lumineuses (BAR GRAPH) HDSP-4820, -4830 et -4840 à dix éléments (ou segments) à DEL. Disponibles en rouge, rouge haut rendement et jaune, elles ont une grande souplesse d'emploi et sont faciles à intégrer à un ensemble de visualisation.

Nous commencerons par expliquer comment sont constituées nos échelles lumineuses, nous passerons ensuite à la conception du boîtier et à la configuration électrique pour voir en quoi elles influent sur la conception du circuit. Nous terminerons par des informations sur les caractéristiques mécaniques, sur la disposition des broches de sortie et sur les méthodes de soudage.

Nous étudierons deux méthodes d'interface de base pour la visualisation. La première est applicable à un système destiné à visualiser des signaux analogiques à l'aide d'échelles lumineuses, la seconde à visualiser des données de nature numérique. Nous en donnerons des exemples avec commande par microprocesseur.

En fin de note, nous vous fournissons une liste non exhaustive de fabricants de circuits intégrés et de filtres de contraste utilisables.

CARACTERISTIQUES

Chaque élément de l'échelle lumineuse est obtenu en focalisant la lumière émise par la DEL par diffusion et réflexions successives pour constituer des segments lumineux comme le montre la figure 1. La puce de la DEL est supportée mécaniquement et raccordée électriquement par un châssis métallique. Le boîtier en plastique contient des cavités réfléchissantes fonctionnant comme des conduits de lumière, elles sont remplies d'époxy qui diffuse la lumière pour illuminer de façon uniforme la surface émissive.

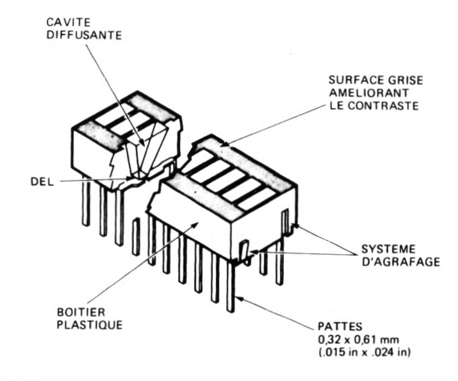


FIGURE 1 — Echelle lumineuse de 10 éléments

Les échelles lumineuses sont disposées dans des boîtiers DIP standard d'entraxe 2,54 x 7,62 mm. Comme l'illustre la figure 2, l'anode et la cathode de chaque DEL sont accessibles chacune sur une broche pour faciliter la conception du circuit.

Les dix éléments d'une échelle lumineuse sont équilibrés électriquement pour fournir une même intensité lumineuse. C'est pourquoi, l'utilisateur n'a pas à se soucier de l'équilibrage des éléments d'une même échelle lorsqu'il étudie son montage. L'intensité lumineuse moyenne de chaque boîtier est repérée par une lettre sur le côté du boîtier. Si l'application nécessite deux ou plusieurs échelles lumineuses, il suffira de choisir des boîtiers repérés par une même lettre pour obtenir un éclairement homogène.

L'uniformité de la couleur sur une échelle lumineuse est un facteur important. Le rouge et le rouge haut rendement ne posent pas de problème car leur uniformité de couleur est inhérente et ils n'ont pas besoin d'être appareillés. L'oeil est par contre très sensible aux différences de couleur du jaune, c'est pourquoi, les échelles lumineuses jaunes sont triées en fonction de leur longueur d'onde dominante, chaque couleur étant repérée par un chiffre sur le côté du boîtier.

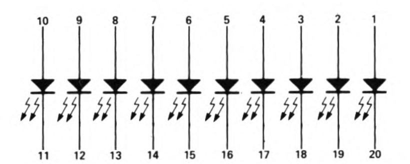


FIGURE 2 – Schéma d'une échelle lumineuse de 10 éléments

Pour que toutes les échelles soient de même couleur, il faut les commander avec le même numéro.

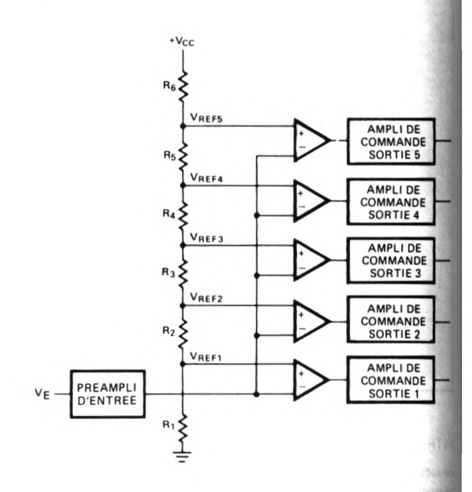
La face de l'échelle est de couleur gris neutre et les éléments sont incolores pour permettre le meilleur contraste possible éteint-allumé. Ce contraste est maximisé en employant des filtres spéciaux dont la liste est fournie en dernière page.

Pour souder les pattes du boîtier à la vague, utiliser des soudures Sn60 ou Sn63. La température du bain ne doit pas dépasser 260°C, le temps d'immersion étant de 3 s au maximum. Le boîtier possède des pieds qui écartent le boîtier de 1 mm de la carte pour permettre d'éliminer plus facilement le flux au nettoyage.

Les performances optiques sont dues à des plastiques spécialement conçus pour nos échelles lumineuses. Ces plastiques, très sensibles à certains solvants, limitent le nombre d'agents de nettoyage possibles. Nous recommandons un mélange Fréon (F113) - alcool pour le nettoyage à la vapeur qui ne doit pas dépasser 2 mn. Les autres produits utilisables sont le Fréon TE, le Genesolv DI-15 ou DE-15, l'Arklone A ou K. Il est possible de procéder au nettoyage à l'eau chaude à 60°C, suivi d'un rinçage neutralisant (solution à 3% d'amoniac ou équivalente), d'un rinçage détersif (solution à 1% de détergent), d'un rinçage à l'eau chaude et d'un séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut se faire au Fréon T-35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou à l'eau additionnée d'un détergent doux.

INTERFACES POUR ENTREES ANALOGIQUES

Dans nombre d'applications, les échelles lumineuses servent à visualiser un signal analogique sans mise en forme spéciale. De nombreux circuits intégrés fournissent des décodeurs analogiques, leur liste non exhaustive est donnée en dernière page. Le principe de tous ces décodeurs est le même, malgré les variantes que l'on peut trouver chez chaque fabricant, la figure 3 en donne le principe. Chaque circuit intégré possède une référence de tension et un comparateur qui détecte le niveau du signal analogique à l'entrée : lorsque ce niveau dépasse la tension de référence du premier comparateur, la première sortie entre en fonction. Au fur et à mesure que la tension croît, les sorties, qui correspondent à chaque niveau, sont successivement mises en service. Certains constructeurs emploient deux autres modes de décodage du signal analogique d'entrée. Le premier mode permet d'allumer toutes les DEL dont les seuils de tension sont inférieurs au signal d'entrée (échelles de type standard). Dans le second mode, une seule entrée analogique est mise en service à chaque instant, lorsque l'entrée analogique se trouve aux abords de la région active d'un comparateur



$V_E > V_{REF1}$ AMPLI DE COMMANDE 1
$V_E > V_{REF2}$ AMPLIS DE COMMANDE 1 ET 2
$V_E > V_{REF3}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2 ET 3
$V_E > V_{REF4}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2, 3 ET 4
$V_E > V_{REF5}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2, 3, 4 ET 5

FIGURE 3 – Principe du décodeur analogique pour échelle lumineuse

particulier ($V_{REF\ N} \leq V_E \leq V_{REF\ N+1}$), la sortie correspondante se trouve mise en service et toutes les autres sont invalidées; ce système ou «indicateur de position» a l'avantage de ne présenter qu'une seule DEL allumée à la fois, ce qui réduit substantiellement la consommation. Ces deux types de décodage sont décrits ci-après.

On utilise sur la figure 4 le circuit Texas Instruments TL480C et un HDSP-4820 pour réaliser un Vu-mètre économique pour chaîne HI-FI. Les dix comparateurs associés au système de référence de tension du TL480C détectent le niveau du signal analogique sur l'entrée A. La sortie Q_1 est commutée en logique basse pour une tension d'entrée de 203 mV. Le TL480C ayant une variation logarithmique, chaque fois que le signal augmente de 2 dB, la sortie correspondante passe au niveau bas et les DEL s'illuminent. Si le TL480C est réglé pour afficher la pleine échelle pour 2 V à l'entrée, l'échelle lumineuse indique des valeurs comprises entre 0 et 18 dB.

Le circuit de la figure 5 emploie un LM3914 de National et un HDSP-4830 pour constituer une échelle lumineuse d'une grande souplesse d'utilisation. Le LM3914 est un décodeur qui fonctionne selon deux modes possibles en fonction du branchement de la broche 9 MODE. Si MODE est raccordée à + V_{CC} (broche 3), l'échelle lumineuse est entièrement décodée. Si par contre, MODE est branchée à la broche 11, le LM3914 fonctionne en indicateur de position. Cette broche MODE autorise le montage d'un autre LM3914 en cascade pour réaliser une échelle lumineuse de meilleure résolution.

Le schéma de la figure 5 permet de visualiser un signal compris entre 0 et 5 V à l'aide de l'échelle HDSP-4830 rouge haut rendement. La lecture pleine échelle est obtenue

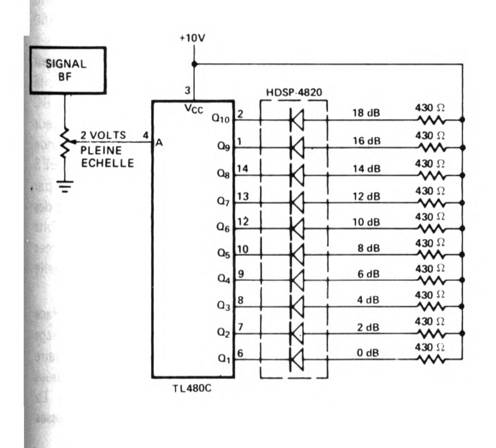


FIGURE 4 — Vu-mètre pour amplificateur BF

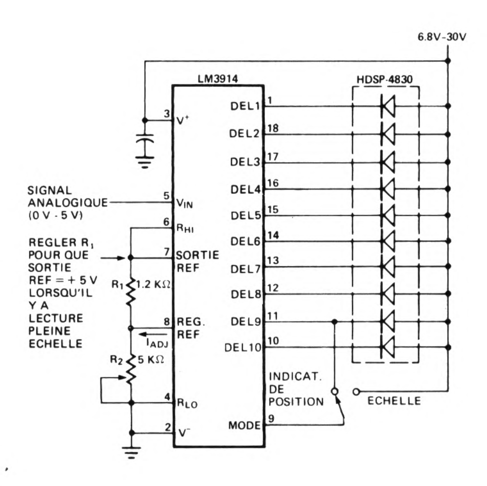


FIGURE 5 — Echelle lumineuse-indicateur de position 0-5 V

au moyen de la tension ajustable obtenue au point SORTIE REF. Le LM3914 fournit une tension constante égale à 1,25 V entre SORTIE REF (broche 7) et REG. REF (broche 8). Sur la figure 5, cette tension est appliquée à travers la résistance R_1. Puisque la tension est constante, le courant à travers R_1 est constant et la tension de sortie SORTIE REF s'obtient à l'aide de l'équation suivante :

$$\text{SORTIE REF} = 1{,}25\ \text{V}\ (1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

R_1 détermine d'autre part le courant de DEL. Chaque DEL allumée consomme un courant environ dix fois supérieur à celui débité par SORTIE REF (broche 7). Le courant de DEL se calcule comme suit :

$$I_{DEL} = 10 \cdot \frac{1{,}25}{R_1}$$

Il est ainsi possible de déterminer R_2 après avoir choisi R_1 pour une intensité lumineuse donnée des DEL et avoir réglé I_{ADJ} du LM3914 sur la valeur indiquée par la fiche technique (75 μA typique). En remplaçant R_2 par un potentiomètre, la tension sur SORTIE REF peut s'ajuster avec précision à la valeur voulue.

Le courant de DEL a été réglé au niveau nominal de 10 mA CC en utilisant la méthode préconisée ci-dessus. Lorsque l'on fonctionne en mode «indicateur de position» avec V_{CC} = 6,8 V, la dissipation est d'environ 110 mW. Dans le plus mauvais cas, la dissipation atteint 720 mW lorsque l'on fonctionne en échelle lumineuse avec dix éléments allumés.

Si l'on désire à la fois une faible consommation et le décodage complet de l'échelle lumineuse, le LM3914 peut s'employer comme le montre la figure 6; il est encore employé en «indicateur de position» mais les DEL sont alimentées en série à partir d'une alimentation + 24 V. La tension SORTIE REF est réglée pour que l'échelle lumineuse indique + 5 V à pleine échelle. Lorsque V_E se situe entre 0 V et + 0,5 V, toutes les DEL sont éteintes. Lorsque V_E est entre + 0,5 V et + 1V, la sortie 1 est validée et la DEL 1 s'illumine. Chaque fois que la tension de sortie augmente de 0,5 V, la source 10 mA se déplace sur la broche de sortie suivante allumant une DEL supplémentaire. Lorsque la tension d'entrée atteint + 5 V ou plus (+ 35 V maxi), les dix DEL sont alimentées à partir de la source 10 mA. Pour un observateur, le fonctionnement paraît identique à celui de la figure 5 en mode «échelle lumineuse»; pourtant dans ce cas, la dissipation est réduite à environ 380 mW.

INTERFACE POUR ENTREES NUMERIQUES

Il existe un grand nombre d'applications pour les échelles lumineuses dans les systèmes numériques. Bien que les données affichées correspondent souvent directement à un signal analogique, elles sont souvent transformées en numérique pour être traitées. Cette conversion peut être réalisée par un microprocesseur et/ou du matériel spécialisé. Ce paragraphe traite de plusieurs techniques d'interface développées pour visualiser des données numériques à l'aide d'échelles lumineuses. Une liste de quelques circuits intégrés répondant à ces fonctions se trouve en dernière page.

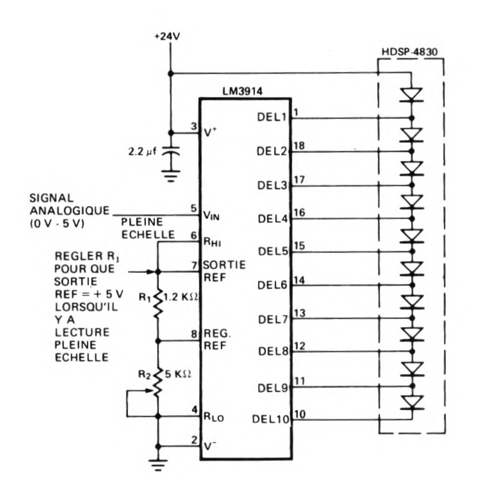


FIGURE 6 — Echelle lumineuse de faible consommation 0-5 V

L'une des méthodes de codage les plus courantes est le code DCB. Les figures 7 et 8 illustrent deux interfaces possibles DCB - échelle lumineuse à dix éléments. Le schéma de la figure 7 commande l'indicateur en mode «indicateur de position», c'est-à-dire que seule la DEL correspondant à l'entrée DCB s'illumine. Le circuit de la figure 8 correspond à celui d'une véritable échelle lumineuse et pour cela est constitué d'éléments complémentaires; ainsi, toutes les DEL comprises entre le niveau zéro et la donnée décodée sont allumées. L'échelle lumineuse utilisée ici est de couleur jaune et le courant direct par DEL est réglé à 10 mA CC.

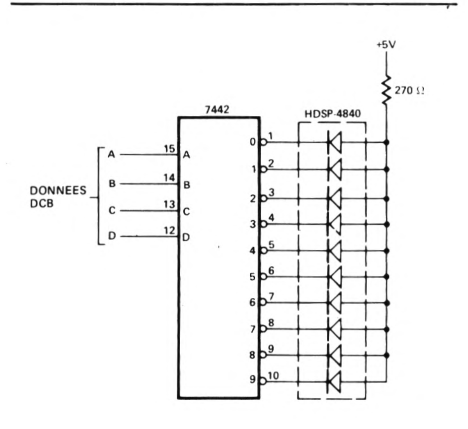


FIGURE 7 — Indicateur de position 1 parmi 10

La figure 9 illustre une échelle lumineuse de trente éléments, commandée en courant continu, utilisant un circuit de commande de DEL National MM5450. Le circuit comprend trois HDSP-4830 rouge haut rendement alignés. Le MM5450 est un registre à décalage entrée série - sorties parallèles à 34 sorties pouvant délivrer chacune 15 mA. Ce courant peut se régler à l'aide d'un potentiomètre extérieur monté entre V_{DD} (broche 20) et la commande de luminosité BC (broche 19). Le transfert des données série depuis leur source, ici le microprocesseur, jusqu'à la commande d'affichage est réalisé à l'aide des deux signaux DONNEES SERIE et HORLOGE. En utilisant un format constitué par un «1» de tête suivi de 35 bits de données, le transfert des données se réalise avec un minimum de matériel. Les 35 bits sont stockés dès que le 36è bit apparaît. Ce système permet une commande directe sans multiplexage de l'échelle lumineuse.

La figure 10 correspond au logicel nécessaire à l'interface MM5450 - microprocesseur 6800. Les données d'affichage série sont transférées du microprocesseur par l'intermédiaire du bit 7 du bus de données. Les données sont synchronisées chaque fois que le microprocesseur écrit au MM5450. La synchronisation est réalisée en combinant les adresses d'ordre supérieur, R-W, VMA et ϕ_2.

Le logiciel envoie tout d'abord un bit de départ au MM5450. Ensuite, le nombre binaire correspondant au nombre d'éléments de l'échelle à allumer est chargé à partir de l'emplacement de mémoire BINARY. Cette valeur est soustraite de $34_{10} = 22_H$, indiquant le nombre d'éléments éteints à synchroniser. Ces éléments binaires d'extinction synchronisés en premier sont suivis immédiatement des bits d'allumage. Enfin, la 36è impulsion d'horloge est générée et l'échelle lumineuse s'allume; elle restera allumée sans intervention du microprocesseur tant que les données resteront inchangées.

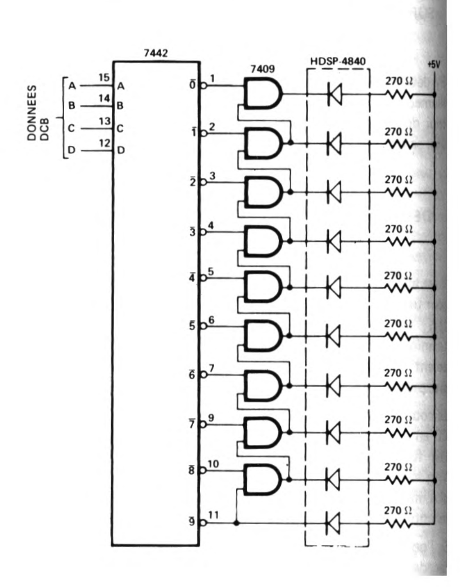


FIGURE 8 — Interface DCB-échelle lumineuse 10 éléments

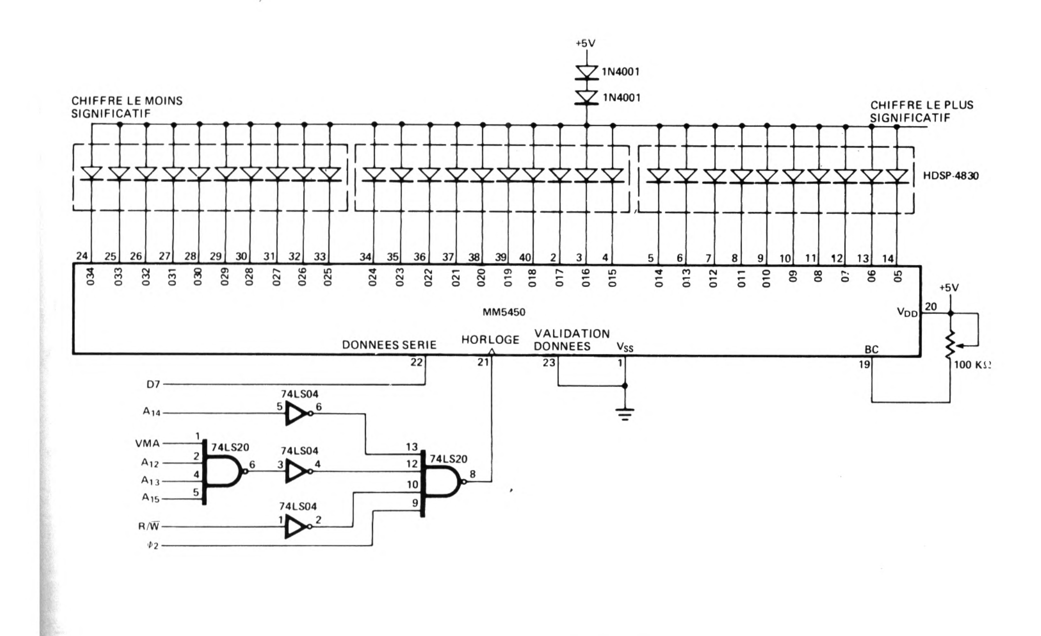


FIGURE 9 — Interface données série entre microprocesseur 6800 et échelle lumineuse de 30 éléments

```
                    ASMB, A, L
       B000         DSPLAY    EQU      $B000
0006                          ORG      $0006
0006                BINAIRE   RMB      $1          NOMBRE D'ELEMENTS ALLUMES (30₁₀ = 1EH OU MOINS)
0400                          ORG      $0400
0400   86    80               LDA  A   I, $80
0402   B7    B000             STA  A   E, DSPLY    BIT DE DEPART ENTREE
0405   D6    06               LDA  B   D, BINARY   OBTIENT LE NOMBRE BINAIRE
0407   86    22               LDA  A   I, $22
0409   10                     SBA                  DETERMINE LE NOMBRE DE ZEROS
040A   81    00     ZEROS     CMP  A   I, $0       PAS DE ZERO ALORS BRANCHER, SINON CONTINUER
040C   27    06               BEQ      ONES
040E   7F    B000             CLR      E, DSPLY    ENVOIE LE ZERO SUR L'ECHELLE
0411   4A                     DEC  A
0412   20    F6               BRA      ZEROS       BOUCLE
0414   86    80     UNS       LDA  A   I, $80      CHARGE LES UNS
0416   C1    00               CMP  B   I, $00
0418   27    07               BEQ      QUIT        BRANCHER SI REALISE, SINON CONTINUER
041A   B7    B000             STA  A   E, DSPLY    ENVOIE LE UN SUR L'ECHELLE
041D   5A                     DEC  B
041E   7E    0416             JMP      ONES + 2    BOUCLE
0421   7F    B000             CLR      E, DSPLY    DERNIERE IMPULSION DE SYNCHRO, DONNEES VERROUILLEES
                              END
```

FIGURE 10 — Logiciel d'interface entre 6800 et circuit de la figure 9

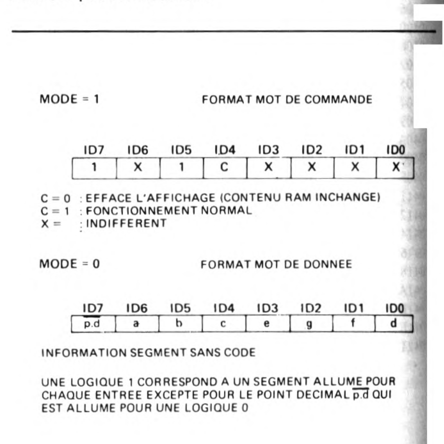
FIGURE 11 — Interface données parallèles entre microprocesseur 8080A et échelle lumineuse de 30 éléments

L'utilisateur doit s'assurer que le MM5450 reçoit toujours le nombre correct d'impulsions d'horloge. Il suffit que cette condition ne se réalise pas une seule fois pour que l'échelle donne une indication erronée qui ne disparaîtra qu'à sa remise à zéro et comme ce circuit ne possède pas de broche de remise à zéro, l'alimentation de la puce doit être coupée puis rétablie pour que l'ensemble soit correctement réinitialisé et remis à zéro.

La figure 11 donne le schéma d'une interface entre microprocesseur 8080A et circuit Intersil ICM7218A. Cette commande d'affichage possède une RAM statique 8x8 pour stocker les données d'affichage, alimenter les amplis de commande et fournir les données temporelles de rafraîchissement permettant l'interface de 60 éléments à DEL à un microprocesseur. Le ICM7218A commande chacun de ces éléments sous une intensité crête de 20 mA avec un rapport cyclique de 12%, ce qui peut provoquer un courant moyen et un éclairement trop faibles pour être acceptables. C'est pourquoi, sur la figure 11, les huit amplificateurs de commande de caractère sont mis en parallèle : il en résulte que les trente éléments de l'échelle sont alimentés chacun sous un courant crête par segment minimal de 20 mA mais alors avec un rapport cyclique de 24%.

Le logiciel qui permet l'interface 8080A - ICM7218A est illustré figure 14. Lorsque l'entrée MODE est à l'état logique haut, WRITE passe à l'état bas, ce qui synchronise un mot de commande du bus sur le ICM7218C. Ce mot est décodé comme le montre la figure 12. Les entrées ID_4, ID_5 et ID_7, toutes à l'état logique haut, initialisent le dispositf sur le mode de fonctionnement voulu, c'est-à-dire que les huit mots de données suivantes synchronisés dans le ICN7218A apparaissent aux sorties échantillonnées.

L'emplacement de mémoire BINARY contient le nombre d'éléments de l'échelle qui doivent s'allumer. Le logiciel adapte cette information à l'usage de l'échelle analogique en permutant circulairement un bit 1 dans l'accumulateur jusqu'à ce que BINARY soit décrémenté à zéro. Par contre, la logique de sortie du point décimal est inversée (p.d.) et l'on a utilisé un masque OU exclusif pour complémenter ce bit. De plus, les circuits de commandes de chiffre étant couplés par paire, il faut deux instructions de sortie (OUTput) pour décoder chaque octet. Le logiciel est décrit figure 13. Lorsque le ICM7218A a reçu neuf mots (un mot de commande et huit mots de données), l'information est affichée par l'échelle analogique, qui restera allumée sans intervention du microprocesseur tant que les données n'auront pas été modifiées.


MODE = 1 FORMAT MOT DE COMMANDE

ID7	ID6	ID5	ID4	ID3	ID2	ID1	ID0
1	X	1	C	X	X	X	X

C = 0 : EFFACE L'AFFICHAGE (CONTENU RAM INCHANGE)
C = 1 : FONCTIONNEMENT NORMAL
X = : INDIFFERENT

MODE = 0 FORMAT MOT DE DONNEE

ID7	ID6	ID5	ID4	ID3	ID2	ID1	ID0
p.d	a	b	c	e	g	f	d

INFORMATION SEGMENT SANS CODE

UNE LOGIQUE 1 CORRESPOND A UN SEGMENT ALLUME POUR CHAQUE ENTREE EXCEPTE POUR LE POINT DECIMAL p.d QUI EST ALLUME POUR UNE LOGIQUE 0

FIGURE 12 — Mots de MODE et de DONNEES du ICM7218A

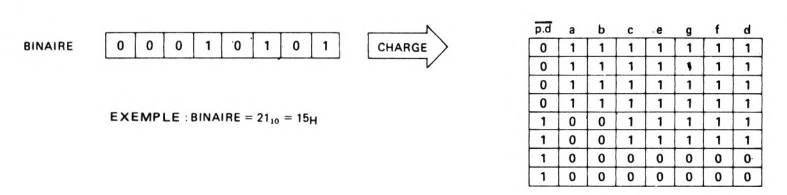


FIGURE 13 — Sous-programme CHARGE (LOAD)

```
001C                    DSPLY        EQU    001CH
002C                    MODE         EQU    002CH
0000                                 ORG    0E000H
E000  01                BINAIRE      DB     1          NOMBRE D'ELEMENTS ALLUMES (30₁₀ = 1EH OU MOINS)
E001  F5                CHARGE       PUSH   PSW
E002  C5                             PUSH   B
E003  E5                             PUSH   H
E004  3E  f0                         MVI    A, 0F0H
E006  D3  2C                         OUT    MODE       MODE UN
E008  D3  1C                         OUT    DSPLY      MOT DE COMMANDE HORLOGE
E00A  3E  00                         MVI    A, 00H
E00C  D3  2C                         OUT    MODE       MODE ZERO
E00E  06  08                         MVI    B, 08H     COMPTEUR BIT
E010  0E  04                         MVI    C, 04H     COMPTEUR OCTET
E012  21  00  E0                     LXI    H, BINARY  OBTIENT LE NOMBRE BINAIRE
E015  7E                             MOV    A, M
E016  FE  00                         CPI    00
E018  CA  33  E0                     JZ     LOOP 1     BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E01B  3E  00            EFFACEMENT   MVI    A, 00
E01D  37                DISPOSER     STC               POSE LE REPORT
E01E  17                             RAL               ROTATION UN BIT
E01F  35                             DCR    M
E020  CA  33  E0                     JZ     LOOP1      BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E023  05                             DCR    B          DECREMENTE LE COMPTEUR DE BITS
E024  C2  1D  E0                     JNZ    SET        BRANCHE SI DIFF. ZERO, SINON CONTINUE
E027  EE  80                         XRI    80H        COMPLEMENTE LE BIT 7
E029  D3  IC                         OUT    DSPLY      AFFICHAGE HORLOGE
E02B  D3  IC                         OUT    DSPLY      AFFICHAGE HORLOGE
E02D  0D                             DCR    C          DECREMENTE LE COMPTEUR D'OCTETS
E02E  06  08                         MVI    B, 08H     REMET LE COMPTEUR DE BITS A ZERO
E030  C3  1B  E0                     JMP    CLEAR      DEMARRE UN NOUVEL OCTET
E033  EE  80            BOUCLE 1     XRI    80H        COMPLEMENTE LE BIT 7
E035  D3  1C                         OUT    DSPLY      AFFICHAGE HORLOGE
E037  D3  1C                         OUT    DSPLY      AFFICHAGE HORLOGE
E039  0D                             DCR    C          DECREMENTE LE COMPTEUR D'OCTETS
E03A  CA  42  E0                     JZ     QUIT       BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E03D  3E  80                         MVI    A, 80A     CERTIFIE L'EXACTITUDE DU BIT 7
E03F  C3  35  E0                     JMP    LOOP 1 + 2
E042  E1                QUITTER      POP    H
E043  C1                             POP    B
E044  F1                             POP    PSW
E045  C9                             RET
E046                                 END
```

FIGURE 14 — Logiciel d'interface 8080A avec circuits de la figure 11

TABLEAU I - FILTRES

Couleur DEL	Panelgraphic	SGL Homalite	3M Company	Glarecheq	Rohm et Haas	Schott	OCLI	Polaroid
Rouge	Ruby Red 60 Dark Red 63 Purple 90	H100-1600 H100-1605 H100-1804 (pourpre)	R6510 P7710	Spectrafilter 112 Spectrafilter 118	Plexiglass 2423 Oroglass 2414	RG-645 RG-630		
Rouge haut rendement	Scarlet Red 65 Neutral Gray 10	H100-1670	R6310 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 110 Spectrafilter 105 (gris neutre)		RG-610	Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Jaune	Yellow 27 Neutral Gray 10	H100-1720	A5910 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 106 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)

Adresses des Compagnies de la liste ci-dessus

Panelgraphic Corporation
10 Henderson Drive
West Caldwell, NJ 07006
(201) 227-1500

SGL Homalite
11 Brookside Drive
Wilmington, DE 19804
(302) 652-3686

3M Company
Visual Products Division
3M Center, Bldg. 220-10W
St.Paul, MN 55101
(612) 733-0128

Glarecheq
Chequers Engraving Ltd
1-4 Christina Street
London EC2A P4A
England
(01) 739-6964

Rohm and Haas
Independence Mall West
Philadelphia, PA 19105
(215) 592-3000

Schott Optical Glass
Duryea, PA 13642
(717) 457-7485

Optical Coating Labs, Inc. (OCLI)
2789 Griffen Avenue
Santa Rosa, CA 95401
(707) 545-6440

Polaroid Corporation
Polarizer Division
20 Ames Street
Cambridge, MA
(617) 577-2000/3655

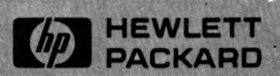
TABLEAU II - CIRCUITS DE COMMANDE POUR ECHELLES LUMINEUSES - ENTREE ANALOGIQUE

Référence	Fournisseur	Conditions d'attaque	Echelle	Nombre d'éléments	Commentaires
UAA170	Siemens	⩽ 50 mA CC	Extér.	16	Indicateur de position uniq., l'utilis. détermine l'échelle
UAA180	Siemens	10 mA CC (typ.)	Extér.	12	L'utilisateur détermine l'échelle
TL489	TI	⩽ 40 mA CC	Lin.	5	Incréments de 200 mV
TL487	TI	⩽ 40 mA CC	Log.	5	Incréments de 3 dB
TL490	TI	⩽ 40 mA CC	Lin.	10	Incréments réglables entre 50 et 200 mV
TL480	TI	⩽ 40 mA CC	Log.	10	Incréments de 2 dB
TL491	TI	⩽ – 25 mA CC	Lin.	10	Incréments réglables entre 50 et 200 mV
TL481	TI	⩽ – 25 mA CC	Log.	10	Incréments de 2 dB
LM3914	National	2 ⩽ I ⩽ 30 mA CC	Lin.	10	
LM3915	National	2 ⩽ I ⩽ 30 mA CC	Log.	10	Option indicateur de position/échelle
LM3916	National	2 ⩽ I ⩽ 30 mA CC	Log.	10	
U237B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incréments de 200 mV (200 à 1000 mV)
U244B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incrém. de 180 mV (200 à 1000 mV avec chevauchement)
U247B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incréments de 200 mV (100 à 900 mV)
U254B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incrém. de 100 mV (110 à 900 mV avec chevauchement)
U257B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Log.	5	– 15 à + 6 dB
U267B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Log.	5	– 20 à + 3 dB
XR-2277	Exar	⩽ 18 mA CC	Log.	12	– 30 à + 6 dB, opt. indicateur de position/échelle
XR-2278	Exar	⩽ 18 mA CC	Log.	12	– 20 à + 8 dB, opt. indicateur de position/échelle
XR-2279	Exar	⩽ 18 mA CC	Log.	12	Incréments de 3 dB, opt. indicateur de position/échelle

TABLEAU III - CIRCUITS DE COMMANDE POUR ECHELLES LUMINEUSES - ENTREE NUMERIQUE

Référence	Fournisseur	Conditions d'attaque	Nombre d'éléments	Commentaires
MM74C911	National	100 mA crête, FC* = 25%	32	Décodage par logiciel, interface parallèle
MM5450/51	National	⩽ 15 mA CC	34/35	Décodage par logiciel, interface série
ICM7218A	Intersil	20 mA crête, FC* = 12%	64	Anodes communes, décodage par logiciel, interf. parallèle
8243	Signetics	13 mA CC	8	Décodeur n parmi 8
7442	TI, Fairchild, et al	16 mA CC	10	Décodeur 1 parmi 10

* FC = Facteur Cyclique



NOTE D'APPLICATIONS 1008

Détection optique avec le senseur HEDS-1000

Introduction

Le traitement numérique prend une importance de plus en plus grande dans le commerce, l'industrie et les produits de grande consommation. Il a créé un besoin en senseurs capables de transformer des paramètres physiques en signaux électriques utilisables directement par un système numérique. Les senseurs optiques sont très utiles dans ces domaines car ils fournissent, sans contact, une réponse rapide dans la recherche des paramètres qui servent de source de données. Les applications commerciales sont les suivantes : lecture de codes-barres, détection de la tranche d'une feuille de papier, détection de fin de bande de papier, la stabilisation en position, la stabilisation de boucles des bandes magnétiques. Dans l'industrie, les senseurs optiques peuvent servir en tachymétrie optique, dans la surveillance des chaînes de montage, dans les systèmes de sécurité. Les produits de grande consommation concernés par les senseurs optiques sont les chaînes Hi-Fi, les flippers ou les jeux vidéo.

Cette note d'applications décrit la conception électrique et optique de dispositifs optoélectroniques utilisants des éléments discrets ou le senseur optique par réflexion de haute résolution HEDS-1000. Ces explications traiteront à la fois des systèmes fonctionnant par transmission ou par réflexion.

Dans chacune de ces applications, le système est constitué d'un émetteur optique, d'une voie de transmission du faisceau lumineux et d'un senseur optique assurant la fonction de détection. La détection se produit par occultation du rayon lumineux soit par un obturateur (objet opaque), soit par non réflexion de ce même rayon lumineux. Dans l'un ou l'autre système (transmission ou réflexion), il faut tenir compte de certaines considérations électriques et mécaniques pour obtenir les performances optimales du système émetteur-détecteur.

Eléments du système

Tout système de détection optique est constitué par une source de lumière, par une voie optique et par un détecteur. Dans l'étude de la plupart des systèmes de détection optique, on considère que le flux lumineux et la réponse du récepteur (détecteur) sont constants et que, par conséquent, les modifications dynamiques sur le récepteur sont le résultat de modifications de la voie optique. La figure 1 donne le principe d'un lecteur de bande perforée et d'un densitomètre. Sur le lecteur de bande, la présence ou l'absence de perforation produit un signal binaire dû à la coupure ou au passage de la lumière. Le densitomètre provoque une modulation analogique du flux lumineux. L'analyse par détecteur de codes-barres ou la détection du bord d'une feuille de papier sont des applications directes de la technique de détection par réflexion de la figure 1. Dans les lecteurs de codes-barres, il se produit un contraste entre les barres et leur arrière plan, c'est la différence de réflexion qui module le flux optique. Dans la détection de bord de feuille de papier, la tranche de la feuille provoque une réponse numérique du système. La transmission de lumière est nulle tant que la feuille ne coupe pas le champ lumineux du détecteur, la transmission de lumière débutant au moment où le bord de la feuille atteint le rayon.

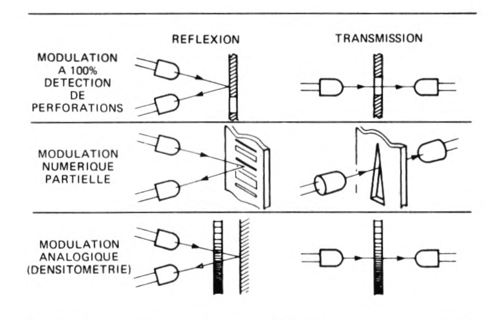


FIGURE 1 — Différents moyens de moduler du flux optique

Fonction de transfert optique

Les caractéristiques de transmission du flux lumineux se calculent à partir de la fonction de transfert optique (FTO). La fonction correspond au rapport entre le flux disponible, ϕ_e, et le flux lumineux arrivant sur le récepteur, ϕ_e (R). Elle permet de calculer le photocourant disponible pour attaquer l'amplificateur du détecteur.

$$FTO = \frac{\phi_e \text{ (REÇU)}}{\phi_e \text{ (DISPONIBLE)}} \quad (1)$$

L'atténuation du flux optique est due à plusieurs phénomènes. L'un d'entre eux provient des pertes de transmission lorsque le flux est incident et traverse le milieu transparent. Les pertes sont dues à des réflexions en surface du matériau et aux diffusions et absorptions à l'intérieur du matériau. Dans le calcul de la fonction de transfert optique, on a pour habitude de définir ces pertes, τ, en terme de la transmittance, T, du matériau à la longueur d'onde de la source. La transmittance est égale à :

$$T = (1 - \tau) \tag{2}$$

Une autre raison de l'atténuation vient du couplage défectueux entre le flux lumineux issu de la source et le récepteur par suite d'une mauvaise adaptation entre l'ouverture numérique relative du récepteur et celle de la source.

Couplage

Dans le cas le plus général, le couplage entre une source lumineuse et d'un récepteur dépend du diagramme de rayonnement de la source, de la distance entre la source et le récepteur et de la surface du récepteur. L'étude suivante montre les effets de ces paramètres sur la fonction de transfert optique.

La figure 2 illustre une source située au centre d'une demi-sphère et un récepteur de surface, A, placé au sommet de la calotte sphérique, à la distance, d, de la source. Le rapport entre la surface du récepteur et le carré de la distance définit l'angle solide, ω, sous-tendu par cette surface. Le flux total, ϕ_e, émis est égal à l'intégrale du flux incident à l'intérieur de la demi-sphère. Le diagramme de rayonnement d'une source Lambertienne est indiqué figure 3. Le diagramme

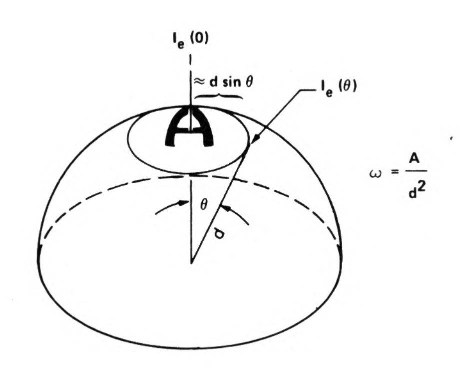


FIGURE 2 — Définition de l'angle solide, ω

fournit le coefficient par lequel on doit multiplier le flux dans l'axe, I_e (0), pour obtenir le flux d'un rayon lumineux, I_e (θ), faisant avec ce dernier un angle, θ; il est égal au flux dans l'axe multiplié par le cosinus de l'angle θ.

$$I_e(\theta) = I_e(0) \cos\theta \tag{3}$$

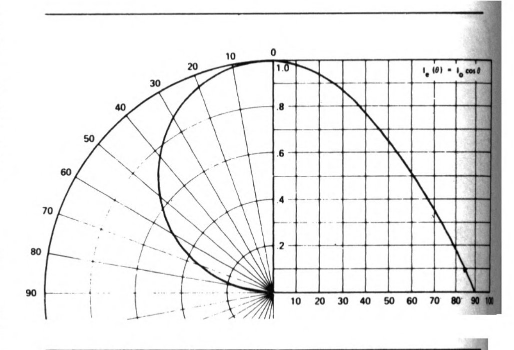


FIGURE 3 — Diagramme de radiation d'une source de Lambert

Lorsque l'on connaît le diagramme de rayonnement $I_e(\theta)/I_e(0)$ et l'intensité lumineuse rayonnée dans l'axe, l'équation (4) permet de définir le flux total sur toute la surface de l'hémisphère ($\theta = 90°$) ou dans le cône sous-tendu par la surface, A.

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta \frac{I_e(\theta)}{I_e(0)}\, 2\pi \sin\theta \, d\theta \tag{4}$$

Si la source est constituée par une source Lambertienne, le flux dans le cône déterminé par l'angle, θ, se calcule à partir des équations (3) et (4).

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta 2\pi \cos\theta \sin\theta \, d\theta$$

$$\phi_e(\theta) = I_e(0)\, \pi \sin^2\theta \tag{5}$$

Le flux total émis par la source Lambertienne s'obtient quand $\theta = 90°$. Le flux total émis, θ_e, est donc égal à l'intensité dans l'axe, I_e (0), multiplié par π.

La quantité de flux reçue par la surface, A, est en relation avec l'ouverture relative du récepteur que l'on appelle aussi ouverture numérique, O.N., qui définit les capacités du récepteur à recevoir le flux émis sous un certain angle par rapport à l'axe. Si l'on considère une source ayant un diagramme de rayonnement spécifique, plus l'ouverture numérique du récepteur sera grande plus il recevra de lumière. L'O.N. est définie comme le sinus du demi-angle du cône formé par le récepteur; d'où :

$$\text{O.N.} = \sin\theta \tag{6}$$

avec θ **= demi-angle au sommet du cône**

Comme on peut le déduire de la figure 4, l'O.N. peut se calculer pour les petits angles d'ouverture comme suit :

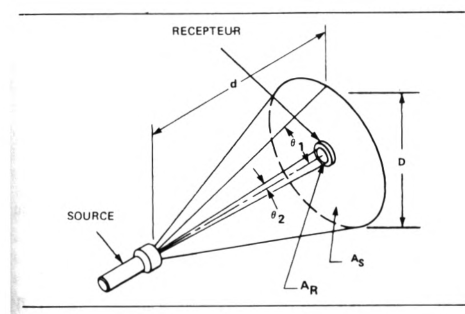


FIGURE 4 — Relation entre les ouvertures numériques

$$O.N. = \sin\theta \approx D/2d$$

$$O.N. = \sin\theta \approx (A/\pi)^{1/2}/d$$

$$O.N.^2 = \sin\theta^2 \approx A/\pi d^2 \qquad (7)$$

La figure 4 montre une source et un récepteur à la distance d, l'un de l'autre. A cette distance, le cône, d'angle au sommet θ_1, engendre une certaine surface, A_S, très supérieure à celle, A_R, du récepteur, qui est donc vu par la source sous un angle bien plus petit et ne reçoit donc qu'une fraction du flux émis. C'est cette fraction qui représente la fonction de transfert dans ce cas simple, et le rapport A_R/A_S en donne une bonne approximation. En utilisant la relation (7), la fonction de transfert optique peut se définir en fonction des cônes que forment la source et le récepteur définis par leur ouverture numérique :

$$FTO = \frac{\phi_R}{\phi_S} = \frac{A_R}{A_S} = \frac{\pi d^2 O.N._R{}^2}{\pi d^2 O.N._S{}^2} \qquad (8)$$

$$= \left(\frac{O.N._R}{O.N._S}\right)^2 = \left(\frac{\sin\theta_2}{\sin\theta_1}\right)^2$$

Pour estimer le FTO, il est nécessaire d'évaluer le couplage entre les deux cônes - cône de sortie (ou O.N.) et cône de réception. En règle générale, l'angle θ du cône de révolution est défini comme étant celui qui correspond à l'angle pour lequel l'intensité lumineuse est égale à 10% de l'intensité lumineuse dans l'axe ($\theta = 0$). Le cas particulier du diagramme de rayonnement pour lequel l'intensité lumineuse est une fonction de cos θ est d'un intérêt primordial. L'angle pour lequel l'intensité lumineuse est égale à 10% de l'intensité axiale est de 84,26° auquel correspond une ouverture numérique sin θ égale à 0,995. C'est pourquoi, en pratique, une telle source est considérée comme ayant une O.N. de 1. Si la source de la figure 4 répond à ces données, nous obtenons l'équation réduite :

$$FTO = \left(\frac{O.N._R}{O.N._S}\right)^2 = \left(\frac{O.N._R}{1}\right)^2 = (O.N._R)^2 \qquad (9)$$

Cette simplification est très importante car on y fait systématiquement appel dans les explications qui suivent. Il faut toutefois noter que l'O.N. ne peut dépasser l'unité ce qui suppose que si $O.N._R > O.N._S$, FTO = 1. Ceci s'applique lorsque le cône de réception est plus large que le cône de la source.

Rappel des notions d'optique géométrique

Les applications pratiques des détecteurs optiques mettent en œuvre des distances source-récepteur qui peuvent atteindre dix fois ou plus le diamètre du récepteur de lumière. Si la surface du récepteur est faible par rapport à la distance d, l'O.N. du récepteur sera petite, comme le laisse entendre l'équation (7). Si la source répond au diagramme de Lambert, le flux total couplé sera une fonction du carré de cette petite ouverture numérique.

Pour rendre le couplage plus efficace, il est possible d'utiliser des lentilles. Pour en comprendre le système, nous rappellerons quelques notions élémentaires d'optique. Les premières concernent les équations fondamentales des lentilles. En se reportant à la figure 5, une lentille biconvexe permet de renvoyer l'image de la source sur le récepteur. La source se trouve à la distance d_S, de la lentille et l'image réelle se forme à la distance d_R, dépendant de la distance focale de la lentille. La relation f entre d_S, d_R est l'équation fondamentale des lentilles :

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{d_S} + \frac{1}{d_R} \qquad (10)$$

avec f = **distance focale**

d_S = **distance source-lentille**

d_R = **distance lentille-image**

Ce système de lentille est focalisé lorsque le récepteur est placé à la distance d_R, de la lentille (en résolvant l'équation (10), si f et d_S sont connus).

Lorsqu'il y a focalisation, l'image de la source (sur le plan du récepteur) est agrandie. L'agrandissement, m, est égal au rapport :

$$m = \frac{d_R}{d_S} \qquad (11)$$

$$m^2 = \frac{A_{S,M}}{A_S} \qquad (12)$$

où $A_{S,M}$ = **image de la source (source agrandie)**

et A_S = **surface de la source**

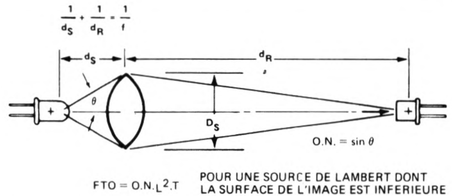


FIGURE 5 — Système de focalisation émetteur-détecteur par lentille biconvexe

En partant des équations (10) et (11), l'agrandissement peut se calculer en fonction de la distance focale et de la distance d_S entre la source et la lentille.

$$A_{S,M} = m^2 A_S = \left(\frac{f}{d_S - f}\right)^2 \cdot A_S \qquad (13)$$

Lorsque la distance d_S est égale au double de la distance focale f, l'image se produit à la distance $d_R = 2f$ de l'autre côté de la lentille, auquel cas, la surface de l'image $A_{S,M}$ est égale à celle de la source A_S, ce que l'on définit comme un système de grandissement 1.

Les lentilles ont elles aussi une ouverture relative, qui peut se définir soit comme une O.N., soit comme un nombre f/. Ce nombre est égal au rapport entre la distance focale et le diamètre de la lentille. L'ouverture numérique et le nombre f/ varient en sens inverse, si bien qu'un nombre f/ de petite valeur provoquera une O.N. proportionnellement plus grande.

En partant de la figure 5, le diamètre réel de la lentille est D_L et, en fonction de cela, son ouverture numérique est d'environ $D_L/2d_S$, comme l'indique l'équation (7). En comparant les définitions du nombre f/ et de l'O.N., on en déduit :

$$f/ = \frac{f}{D_L} \qquad O.N. \approx \frac{D_L}{2d_S}$$

$$f/ = \frac{1}{2O.N.}\left(\frac{f}{d_S}\right) \qquad (14)$$

Si $d_S = f$, la source est focalisée à l'infini et O.N. = 1/2 nombre f/.
Si $d_S < f$, l'image est virtuelle, elle se trouve du côté de la source et la lentille est moins efficace pour améliorer le couplage.

Couplage par lentille

Le flux couplé par une lentille dépend de son O.N. et de l'ouverture en sortie de la source. Si on considère le système de focalisation à lentille de la figure 5, le flux qui arrive au point où se forme l'image est égal au carré de l'O.N. de la lentille divisé par le carré de l'O.N. de la source, le tout multiplié par la transmittance de la lentille, T. La FTO est donc égal à :

$$FTO = \frac{\phi_R}{\phi_S} = \left[\frac{O.N._L}{O.N._S}\right]^2 T \qquad (15)$$

Lorsque la source répond au diagramme de rayonnement de Lambert, l'équation se simplifie pour devenir :

$$FTO = \frac{\phi_R}{\phi_S} = O.N._L{}^2 \cdot T \qquad (16)$$

Nous allons illustrer cela par un exemple pratique :

Données : Surface du détecteur, $A_D = 0{,}1\ mm^2$
Surface de la source de Lambert, $A_S = 0{,}1\ mm^2$
Flux en sortie de la source, $\phi_S = 100\ \mu W$
Ouverture numérique de la lentille, O.N. = 0,5
Distance focale de la lentille, f = 5 mm
Transmittance de la lentille, T = 0,95
Distance lentille-source, $d_S = 20$ mm
Distance lentille-récepteur, $d_R = 6{,}67$ mm

L'équation (15) nous permet de calculer le flux en sortie du récepteur :

$$\phi_R = \phi_S\, O.N._L{}^2 \cdot T \qquad (17)$$

$$\phi_R = 100\ \mu W\ (0{,}5)^2 \cdot 0{,}95$$

$$\phi_R = 23{,}75\ \mu W$$

L'équation (12) permet de calculer la surface réceptrice :

$$A_{S,M} = \left(\frac{f}{d_S - f}\right)^2 \cdot A_S$$

$$A_{S,M} = \left(\frac{5\ mm}{20\ mm - 5\ mm}\right)^2 \cdot 0{,}1\ mm^2 = 0{,}011\ mm^2 \qquad (18)$$

On a donc concentré un flux de 23,75 μW sur une surface de 0,011 mm^2. L'équation (10) permet de calculer d_R (= 6,67 mm). Si une photodiode ayant une surface A_D, se trouve placée à cette distance d_R, la fraction du flux qui se trouve couplée au détecteur correspond au rapport entre A_D et $A_{S,M}$, si la surface du détecteur est entièrement recouverte par la surface de l'image de la source. En général, cette fraction correspond au rapport entre la portion de l'image qui se superpose au récepteur, la surface totale de l'image de la source et ne peut donc dépasser l'unité même si la surface du détecteur A_D est plus grande que celle de l'image de la source $A_{S,M}$.

$$\text{Couplage détecteur} = K_D = \frac{A_D}{A_R} \leqslant 1 \qquad (19)$$

L'amélioration du couplage se déduit de la comparaison entre un système à couplage par lentille et un système à couplage direct.

$$\frac{\phi_L}{\phi_{n-L}} = \frac{O.N._L{}^2 \cdot T}{O.N._R{}^2} \quad ; \quad O.N._R{}^2 = \frac{A_D}{\pi\,(d_S + d_R)^2}$$

$O.N._R$ étant calculé à partir de l'équation (7), en posant $d = d_S + d_R$

$$\frac{\phi_L}{\phi_{n-L}} = \frac{(0{,}5)^2 \cdot 0{,}95}{4{,}47 \times 10^{-5}} = 5{,}3 \times 10^3$$

Ce qui correspond à un gain de 37 dB.

Les réflecteurs

Certaines applications des détecteurs optiques comme la lecture codes-barres, la détection de bord d'une feuille de papier, la tachymétrie optique, utilisent les propriétés réfléchissantes de l'objet ou de l'élément à détecter.

La réflexion du flux incident peut être spéculaire ou diffuse. Un réflecteur spéculaire (ou à miroir) est un réflecteur pour lequel l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence. Ainsi, si un rayon arrive sur le réflecteur sous un angle incident de 20° par rapport à sa normale, il sera réfléchi sous un angle de 20° par rapport à cette normale et de 40° par rapport à l'angle incident. Un réflecteur spéculaire peut être constitué par un miroir ou une surface métallique polie (comme une roue codeuse, par exemple). Un réflecteur est caractérisé par son coefficient de réflexion, ρ, inférieur ou égal à l'unité. Son ouverture numérique $O.N._{R\text{-}S}$, est identique à celle de la source. Le flux réfléchi est égal au flux incident multiplié par le coefficient de réflexion.

$$\phi_{SORTIE} = \phi_{ENTREE} \frac{O.N._L{}^2}{O.N._{RS}{}^2} \times \rho \text{ avec } O.N._{RS} = O.N._L$$

$$\phi_{SORTIE} = \phi_{ENTREE} \times \rho \qquad (20)$$

On suppose le coefficient de réflexion constant sur l'éventail de longueur d'ondes utilisé. Si cela n'est pas possible, il faut tenir compte du coefficient de réflexion en fonction de la longueur d'onde $k\rho$ (λ), pour corriger les résultats suivant le spectre émis.

Un réflecteur diffusant parfait se caractérise par son diagramme de rayonnement Lambertien. Le rapport entre le flux réfléchi (en sortie) et le flux reçu est égal à :

$$\frac{\phi_{SORTIE}}{\phi_{ENTREE}} = \frac{(O.N._{RECEPTEUR})^2}{(O.N._{REFLECTEUR})^2} \times \rho \qquad (21)$$

Dans la plupart des applications typiques, les deux O.N. sont égales. De plus, l'O.N. de la surface diffusante est égale à l'unité. Dans ce cas, l'équation (21) devient :

$$\frac{\phi_{SORTIE}}{\phi_{ENTREE}} = O.N._L{}^2 \times \rho \qquad (22)$$

Les réflecteurs ne sont jamais parfaitement réfléchissants ni parfaitement diffusants. Un réflecteur diffusant peut paraître réfléchissant à une longueur d'onde particulière et diffusant à une autre. Les propriétés réfléchissantes peuvent se modifier avec l'angle d'incidence.

Il peut être intéressant de calculer le rapport relatif de la réflexion entre un réflecteur réfléchissant et un réflecteur diffusant dans une application comme le détecteur optique. En supposant que dans les deux cas ϕENTREE est égal et que l'on utilise la même lentille, on obtient en utilisant les équations (20) et (21) le rapport suivant :

$$\frac{\phi_{SORTIE\ (REFLECHISSANT)}}{\phi_{SORTIE\ (DIFFUSANT)}} = \frac{\rho_S}{O.N._L{}^2\ \rho_D} \qquad (23)$$

C'est ainsi que si le réflecteur a une ouverture $O.N._L = 0{,}3$, le gain obtenu avec un miroir réflecteur sera supérieur de 10,45 dB à celui d'un réflecteur diffusant.

Couplage à l'aide de deux lentilles de même focale

Nous avons montré précédemment que la surface de la source pouvait être agrandie ou réduite par l'intermédiaire d'une lentille. Il est ainsi possible, en utilisant deux lentilles de même focale, de réduire les images de la source et du récepteur et de les faire se superposer sur un même plan situé à une certaine distance entre la source et le récepteur.

La figure 6 montre comment focaliser ces deux images au même point à l'aide de deux lentilles plan-convexes. En utilisant les données fournies précédemment au paragraphe «Couplage», le rapport de transfert total peut se retrouver en suivant la marche ci-après :

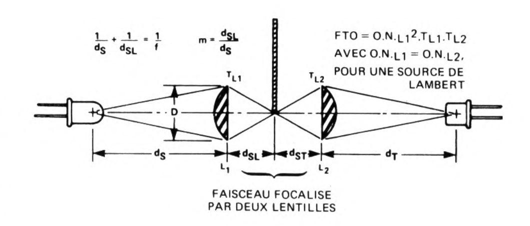


FIGURE 6 — Focalisation intermédiaire du faisceau lumineux au moyen de deux lentilles plan-convexes

Etape 1 Flux dans la lentille 1

$$\frac{\phi_{L1}}{\phi_S} = \frac{O.N._{L1}{}^2 \text{ d'entrée}}{O.N._S{}^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L1} \qquad (24)$$

Etape 2 Flux dans la lentille 2

$$\frac{\phi_{L2}}{\phi_{L1}} = \frac{O.N._{L2}{}^2 \text{ d'entrée}}{O.N._{L1}{}^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L2} \qquad (25)$$

Etape 3 Fonction de transfert optique

$$FTO = \frac{\phi_{L2}}{\phi_S} \qquad (26)$$

$$= \frac{O.N._{L1}{}^2 \text{ d'entrée}}{O.N._S{}^2 \text{ de sortie}} \cdot \frac{O.N._{L2}{}^2 \text{ d'entrée}}{O.N._{L1}{}^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L1} \cdot T_{L2}$$

Il est intéressant de noter que dans une telle fonction de transfert, chaque terme peut être évalué individuellement et que la fonction est égale au produit des termes.

En pratique, l'ouverture numérique d'entrée de la lentille 1 est égale à celle de sortie de la lentille 2. Si l'on utilise une source répondant au diagramme de Lambert dans le cas de l'équation (24), l'équation se simplifie et la fonction de transfert devient :

$$FTO = \frac{\phi_{L2}}{\phi_S} = O.N._{L1}{}^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \quad (27)$$

La dimension de l'image apparaissant à mi-distance des deux lentilles est déterminée par le facteur de grandissement $m = d_{SL}/d_S$. Il est ainsi possible d'amener l'image de la source et du récepteur à la dimension d'un point qui peut servir de référence pour détecter le bord d'un trou ou d'une feuille de papier.

Système réflecteur à couplage par lentilles

Si l'on place les deux lentilles du système précédent côte à côte avec une inclinaison permettant d'obtenir deux images superposées devant les lentilles, on obtient un détecteur à réflexion à couplage par lentilles, comme le montre la figure 7.

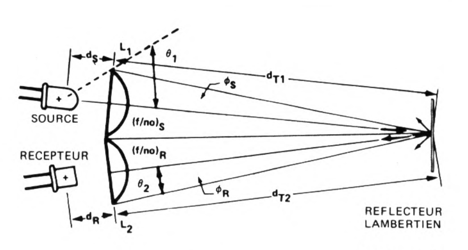


FIGURE 7 – Couplage par réflexion faisant appel à deux lentilles focalisées en un même point

Tout système mécanique suppose des tolérances d'alignement qui s'opposent à une superposition absolue des deux images focalisées en un même point. Le rapport de superposition, RS, est égal à :

$$RS = \frac{\left(\text{SURFACE DE L'IMAGE DE LA SOURCE QUI SE SUPERPOSE A CELLE DU RECEPTEUR}\right)}{\left(\text{SURFACE TOTALE DE L'IMAGE DE LA SOURCE}\right)} \leqslant 1 \quad (28)$$

Ce rapport peut varier entre 0 et 1. A 0, il n'y a pas de couplage; à 1, le couplage est maximal. Si les deux images se superposent, le rapport de chevauchement est égal à 1. On a donc intérêt à avoir une image du récepteur de surface supérieure à celle de la source pour réduire les effets des tolérances d'alignement.

La quantité de flux couplé dépend du type et de la réflectance du réflecteur placé à l'endroit où les deux images se superposent et de l'O.N. des lentilles.

Les équations (26), (27), (22) et (28) permettent de calculer la fonction de transfert optique d'un réflecteur diffusant.

$$FTO = O.N._{L1}{}^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \cdot O.N._{L2}{}^2 \, \rho_D \cdot RS \quad (29)$$

dans laquelle ρ_D = coefficient de réflexion du réflecteur diffusant, les autres termes étant définis figure 7.

FTO se calcule de façon similaire pour un réflecteur à miroir.

$$FTO = O.N._{L1}{}^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \cdot \rho_S \cdot RS \quad (30)$$

avec ρ_S = coefficient de réflexion du réflecteur.

En conclusion, on peut noter qu'un réflecteur à miroir fournit un flux supérieur à un réflecteur diffusant. Il a pourtant un défaut majeur : il suffit qu'il s'écarte de peu de sa position angulaire normale pour que le flux ne soit plus dirigé sur la cible comme le montre la figure 8.

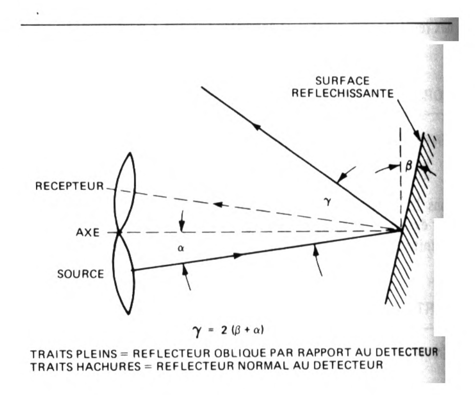


FIGURE 8 – Influence du positionnement lors de l'emploi d'une surface réfléchissante

Coupalge par réflexion du HEDS-1000

La majorité des problèmes d'alignement que l'on trouve sur des systèmes similaires à éléments discrets sont éliminés dans le détecteur optique à réflexion de haute résolution HEDS-1000. Ce détecteur est constitué d'une source lumineuse et d'un récepteur focalisés avec des optiques 2f. Le système optique est constitué d'une double lentille asphérique dont l'ouverture numérique réelle est de 0,3. Tous ces éléments sont logés dans un boîtier T0-5 muni d'une fenêtre de verre comme le montre la figure 9.

Le flux émis, ϕ_e, est spécifié dans la fiche technique comme étant le flux couplé par la lentille de la source. Ceci signifie que pour développer la fonction de transfert optique, il suffit de connaître la fonction de transfert optique de la lentille du récepteur. Les fonctions de transfert optiques du HEDS-1000 et d'un réflecteur diffusant ressembleront à celles d'un système à lentille unique à laquelle on aura ajouté la transmittance de la fenêtre de verre, T_F, et la FTO du réflecteur.

(31)

$$FTO = \frac{\phi RECEPTEUR}{\phi REFLECTEUR} = T_L \times T_F \times RS \times FTO_{REFLECTEUR}$$

La surface réceptrice du HEDS-1000, A_R, est égale à 0,160 mm² et celle de la source, A_S, à 0,023 mm². Le rapport A_R/A_S est supérieur à 1, ce qui signifie que dans l'opération de focalisation, RS, est égal à 1.

Les exemples qui suivent donnent des exemples de calcul du flux reçu par la photodiode dans le cas d'un réflecteur diffusant.

Etape 1 FTO du réflecteur diffusant (32)

$FTO = O.N._L{}^2 \times \rho_D$

Etape 2 FTO total du HEDS-1000 en utilisant le résultat de l'étape 1 et l'équation (31)

$FTO = T_L \times T_F \times RS = O.N._L{}^2 \times \rho_D$

Etape 3 En prenant

$O.N._L = 0,3; \quad \rho_D = 98\%;$

ϕ_e (FICHE TECHNIQUE) = 9 μW;

$T_F = 0,9; \quad T_L = 0,8 \quad et \quad RS = 1$

$FTO = (0,8)\,(0,9)\,(1)\,(0,3)^2\,(0,98) = 0,064$

Etape 4 ϕREFLECTEUR = ϕ_e (FICHE TECHNIQUE)

$\phi RECEPTEUR = \phi REFLECTEUR\ (FTO)$

$\phi RECEPTEUR = 576\ nW$

Si l'on avait utilisé un réflecteur non diffusant, le flux sur le récepteur aurait été le produit de la transmittance du verre, de la lentille, de RS, de l'O.N. et de la réflectance du réflecteur ρ_S, ce que montre l'équation (33).

(33)

$$\phi RECEPTEUR = \phi REFLECTEUR\ (T_L)\ (T_F)\ (RS)\ (\rho_S)$$

$\rho_S = 0,95$

$\phi RECEPTEUR = 9\ \mu W\ (0,8)\ (0,9)\ (1)\ (0,95) = 6,16\ \mu W$

En utilisant l'ouverture numérique de la lentille du récepteur, il est possible de calculer la fonction de transfert optique et à partir de ce dernier, le flux reçu à la surface du récepteur. En partant de la courbe de réponse de la diode réceptrice, il est donc possible d'évaluer le photocourant.

PARAMETRES DES DETECTEURS OPTIQUES

Introduction

La lecture des codes-barres, la détection de bord de feuilles, et les tachymètres optiques ont des caractéristiques spécifiques qui demandent des qualités de résolution optique et des performances électriques particulières au système de détection.

Les paragraphes qui suivent étudient la résolution optique et les performances du HEDS-1000 lorsque l'objet à détecter ne se trouve plus au point focal.

Fonction de transfert de modulation

La résolution optique d'un système optique à réflexion dépend du recouvrement de l'image focalisée sur la surface du réflecteur. Ceci peut être limité par la dimension de l'image du récepteur ou de la source (celles des deux qui est la plus petite). La résolution optique est définie comme étant la possibilité de distinguer entre elles, des lignes séparées ayant des facteurs de réflexion différents. La figure 10 montre une série de barres séparées par des blancs et la réponse à ce type de dessin lorsque l'on déplace latéralement un ensemble source-récepteur. On suppose que la réflectance, ρREFLECTEUR, est plus grande que celle des barres situées entre les réflecteurs. La conclusion que l'on peut tirer de ce dessin est que la possibilité du détecteur à distinguer des parties réfléchissantes séparées par des intervalles, I, augmente comme la largeur de I.

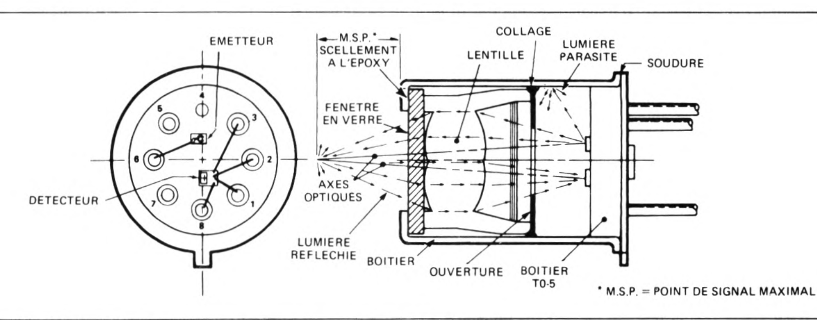


FIGURE 9 – Constitution du détecteur par réflexion de haute résolution HEDS-1000

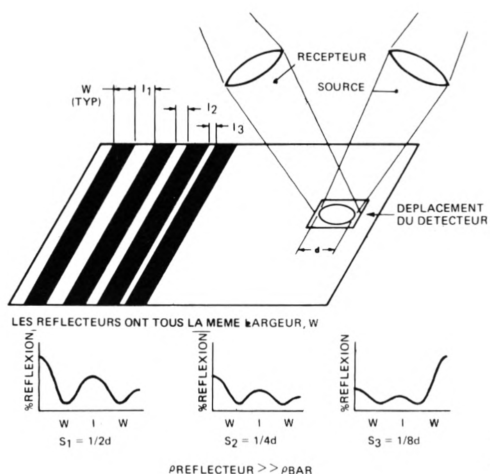


FIGURE 10 – Résolution d'un système de détection à réflexion optique

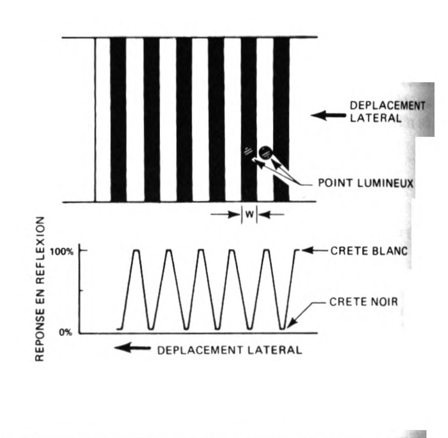


FIGURE 11a, b – Courbe de réponse pour des barres noires et blanches de même largeur



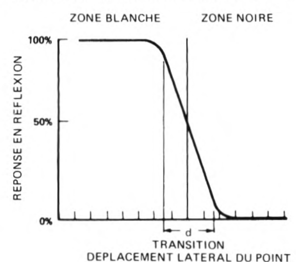
$$\text{Résolution} \; \alpha \; \frac{s}{d} \qquad (34)$$

La figure 11a, b montre un objet constitué de bandes alternativement blanches (réfléchissantes) et noires (non réfléchissantes) de même largeur. Lorsqu'un récepteur fournit une image circulaire de diamètre, d, qui se trouve entièrement sur une partie réfléchissante (blanche), on obtiendra le signal lumineux réfléchi au maximal ou à 100%. De même, lorsque l'image est entièrement contenue par une bande noire, la réflexion sera minimale ou de 0%. La différence entre la réponse max. et min. détermine la réponse de l'amplitude crête dans les conditions de largeur de ligne et de diamètre de l'image.

Si le point lumineux se déplace latéralement sur la transition noir-blanc, la réponse aura la forme d'une rampe dont la pente (% de REPONSE/distance latérale) dépendra du diamètre de l'image, ce que montre la figure 12a. Le point où la réponse est de 50% (figure 12b) lorsque l'image est à moitié sur un blanc et à moitié sur un noir. Lorsque le déplacement se poursuit sur la surface, la courbe de réponse, dans le cas de la figure 11a, est trapézoïdale (figure 11b).

Dans le cas de l'analyse de bandes noires et blanches de largeur inférieure au diamètre de l'image, la réponse min./max. a une amplitude réduite par rapport au cas précédent.

La figure 13 donne un exemple de ce cas. La réponse 0-100% a lieu pour $W_2 = 3$, alors que pour $W_1 = 1$, le rapport entre la réponse maximale et minimale n'est que de 33%, ce qui montre que la réponse est proportionnelle à la largeur des bandes. La comparaison entre les performances



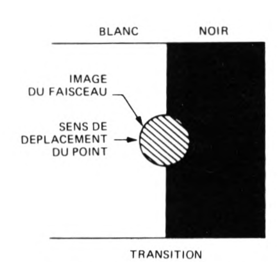


FIGURE 12 – Réponse sur une transition
a) Courbe de réponse
b) Emplacement du point lumineux pour une réponse de 50%

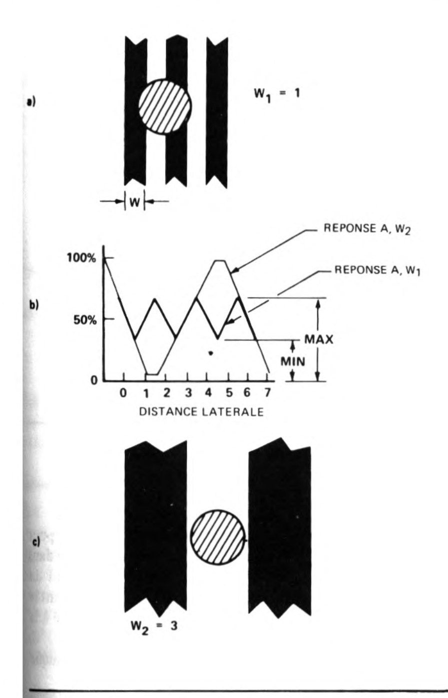


FIGURE 13 – Modulation de la réflexion pour différentes largeurs des barres et intervalles

lorsque les barres sont étroites et celles obtenues pour une réponse à 100%, fournit le rapport de modulations; il est obtenu en utilisant l'équation (35) à partir des données de la figure 13.

$$\text{Modulation} = \frac{\text{MAX} - \text{MIN}}{\text{MAX} + \text{MIN}} \qquad (35)$$

Les valeurs de modulation en fonction de la largeur des paires de lignes pour une dimension fixe de l'image s'appelle fonction transfert de modulation ou FTM, de l'image optique : elle est définie comme une réponse en pourcentage à une densité de lignes particulière. La densité, D, est définie par le nombre de paires de bandes noires-blanches par mm (paires de lignes/mm). Cette densité est donnée par l'équation (36) :

$$D = \text{paires de lignes/mm} = \frac{1}{2 \text{ largeurs de ligne (mm)}} \qquad (36)$$

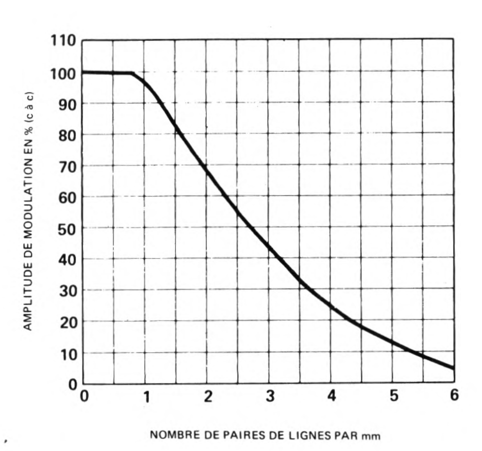


FIGURE 14 – Fonction de transfert de modulation du HEDS-1000

La figure 14 illustre une fonction transfert de modulation du HEDS-1000. Dans une application, comme l'analyse de codes-barres ou la mesure de vitesse par procédé optique (tachymètre), la densité se calcule à l'aide de l'équation (36). Si un ensemble de barres noir-blanc ayant une largeur de barres de 0,254 mm doit être analysé avec un HEDS-1000, les caractéristiques calculées à partir de l'équation (36) donnent une densité de 1,97 (paires de lignes/mm) et la fonction transfert de modulation lue sur la courbe de la figure 14 est de 70%.

La fonction transfert de modulation montre que si un réflecteur sur lequel est inscrit un ensemble de lignes est analysé avec un HEDS-1000, le flux réfléchi est plus faible que celui obtenu avec un réflecteur vierge. C'est pourquoi la fonction transfert de modulation doit compléter la fonction de tranfert optique (équations (32) et (33)).

Profondeur de champ

La fonction transfert optique d'un système réfléchissant fait l'objet des paragraphes «Système réflecteur à couplage par lentilles et couplage par réflexion du HEDS-1000». Dans chaque cas, on a supposé que l'image de la source et celle reçue par le récepteur sont focalisées sur le même plan. Dans la plupart des applications, l'alignement mécanique du détecteur et de l'élément réfléchissant ne se trouvent pas au point de focalisation.

Au fur et à mesure que l'objet réfléchissant se déplace par rapport au foyer, l'image devient plus ou moins floue. Dans un système à réflexion, la défocalisation atteint à la fois l'image de la source et l'image reçue. Le rapport entre les surfaces des deux images qui se superposent définit une «fraction de chevauchement» inversement proportionnelle à la défocalisation.

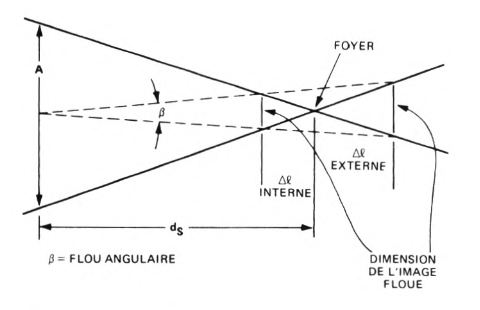


FIGURE 15 – Défocalisation en fonction de la profondeur de champ

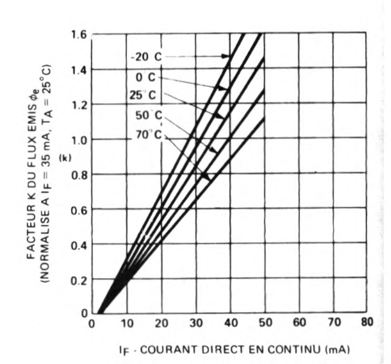


FIGURE 16 – Facteur K de ϕ_e en fonction du courant direct en continu dans la DEL

La variation de netteté due à la défocalisation du couplage en fonction de la distance au réflecteur s'appelle la profondeur de champ, Δℓ. La figure 18 illustre la netteté relative en fonction de la distance au réflecteur . Noter la réponse dissymétrique selon que l'on se trouve en avant ou en arrière du foyer. La variation en % du photocourant Ip (Δℓ) en fonction de la variation de distance est plus faible entre le plan de référence et le point de signal maximal qu'entre ce dernier et un point situé au-delà du foyer. Ceci est dû au fait que le manque de netteté est moins important en-deçà du point de signal maximal qu'au-delà, ce que montre la figure 15. L'image floue pour un Δℓ situé en avant du foyer est moins importante que pour un Δℓ situé en arrière du foyer. Il en résulte qu'avec un système à lentilles comme celui de la figure 9, la fraction représentant le chevauchement RS est plus faible dans un cas que dans l'autre.

La défocalisation du système optique agit aussi sur la fonction de transfert de modulation. Au fur et à mesure que le système est défocalisé, la dimension de l'image croît provoquant une réduction du transfert de modulation pour une valeur spécifiée de paires de lignes/mm.

Fonction de transfert total du HEDS-1000

La fonction de transfert optique du HEDS-1000 est étudiée au paragraphe «Couplage par réflexion du HEDS-1000». D'après cette étude, les performances d'un détecteur à réflexion ont été définies comme le rapport entre le flux incident, ϕR, sur le récepteur et le flux incident, ϕ_e, sur le réflecteur, c'est-à-dire que FTO = ϕ_R/ϕ_e. L'utilisateur a d'autre part besoin de connaître la relation qui lie le courant fourni à l'émetteur I_F et le photocourant I_{PR} délivré par le détecteur. Cette relation s'appelle fonction de transfert électrique du détecteur ou encore fonction de transfert total, FTT.

FTT est le produit de la fonction de transfert optique par le flux issu de l'émetteur ϕ_e et la réponse au flux R_ϕ de la photodiode. L'équation de la fonction de transfert total est la suivante (37) :

$$FTT = \frac{I_{PR}}{I_F} = R_\phi \cdot FTO \cdot \phi_e(I_F) \cdot K \qquad (37)$$

La réponse au flux R_ϕ de la photodiode à 700 nm a pour valeur 0,22 A/W. R_ϕ est considérée comme constante dans les calculs. Le flux émis ϕ_e issu de la source dépend du courant à travers la DEL émettrice. Le facteur K reliant le flux ϕ_e et le courant direct de la DEL, I_F, est indiqué à la figure 17. Cette courbe est normalisée pour 35 mA et 25°C. La valeur typique de 9 µW indiquée dans la fiche technique correspond donc à ces données.

L'exemple suivant indique comment utiliser la fonction de transfert total dans le cas d'un lecteur de codes-barres.

Données : **I_F = 45 mA**
ϕ_e (à 35 mA) = 9 µW
T_A = 25°C
Réflecteur = Lambertien
ρ_D = 0,85 à 700 nm
Largeur d'une barre = 0,254 mm
Profondeur de champ = Δℓ = 0,6 mm
O.N. = 0,3
T_F = 0,9
T_L = 0,8
R_ϕ = 0,22 A/W

La fonction transfert totale est donc égale à

$$FTT = \frac{I_{PR}}{I_F} = R_\phi \cdot T_L \cdot T_F \cdot O.N.L^2 \cdot \rho_D \cdot RS\,(\Delta\ell) \times MFT \cdot \phi_e \cdot K \qquad (38)$$

La première étape consiste à évaluer la valeur du chevauchement RS (Δℓ) = % I_{PR} (Δℓ) qui dépend de la profondeur de champ, Δℓ. La figure 19 permet de retrouver que % I_{PR} (Δℓ) = 50% = 0,5; ce qui donne RS.

La deuxième étape permet de déterminer la fonction de transfert de modulation , FTM, pour une largeur de barre

de 0,254 mm et une profondeur de champ de 0,6 mm. L'équation (36) nous permet de calculer F = 1,97 paire de lignes/mm et la courbe de la figure 14 nous permet de constater que pour cette valeur, FTM est égal à 70%.

Enfin, la troisième étape consiste à déterminer le facteur K. En se reportant à la figure 16, on voit que pour $I_F = 45$ mA, K = 1,3 à 25°C.

Les valeurs ainsi trouvées sont introduites dans l'équation (38) pour trouver le photocourant réfléchi, I_{PR}.

$$I_{PR} = 0{,}22\ \mathrm{A/W} \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}9 \cdot (0{,}3)^2 \cdot 0{,}85 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}7 \cdot 9\,\mu\mathrm{W} \cdot 1{,}3$$

soit $I_{PR} = 49{,}6$ nA

La conclusion que l'on peut tirer de cette exemple est que de nombreux facteurs influent sur la fonction de transfert total.

Interface logique du HEDS-1000

Le détecteur optique à réflexion HEDS-1000, de haute résolution, permet de réaliser des dispositifs à détection optique. Il est constitué d'un émetteur à DEL travaillant à 700 nm d'une lentille double asphérique et d'un photodétecteur. La cathode de l'émetteur à DEL et le substrat du photodétecteur sont reliés électriquement au boîtier. Le photodétecteur peut être utilisé en photodiode simple ou en photodiode suivie d'un amplificateur à transistor.

Interconnexion de la photodiode

La photodiode, intégrée au photodétecteur, est isolée du substrat du boîtier par les diodes constituées par le substrat. Ces diodes apparaissent entre la cathode de la photodiode et le collecteur du transistor et le substrat du boîtier qui leur est commun.

La figure 17 indique comment réaliser les interconnexions lorsque l'on désire n'utiliser que la photodiode. Il faut prendre soin de polariser les diodes de substrat en inverse pour ne pas créer un court-circuit qui détruirait le substrat des autres éléments.

La photodiode fonctionne comme une source de courant qui, sous l'effet d'un flux optique, génère un photocourant en fonction de sa réponse au flux, R_ϕ, qui est approximativement de 0,22 μA/μW à 700 nm. Le photocourant total, I_P, généré par cette photodiode, est la somme de deux courants, le photocourant réfléchi, I_{PR}, et le photocourant parasite, I_{PP}, d'où $I_P = I_{PR} + I_{PP}$

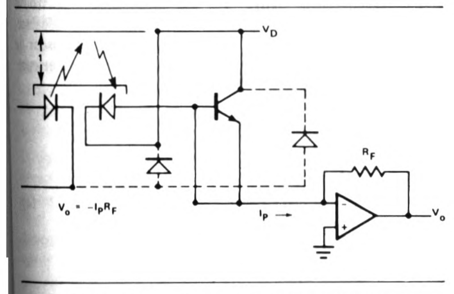


FIGURE 17 – Amplificateur de photodiodes à transrésistance

Photocourant parasite, I_{PP}

Le photocourant parasite résulte du flux produit par d'autres sources que la surface du réflecteur qui atteint le détecteur. Le flux parasite est dû en majeure partie aux réflexions sur les parois du boîtier produites par les rayons divergents issus de la DEL émettrice. La lumière ambiante peut aussi être une source de photocourant parasite, mais cette source d'erreur a été en grande partie éliminée par l'usage d'un filtre optique de grande longueur d'onde. Ce filtrage est obtenu en colorant en rouge la lentille double.

Rapport I_{PR} - I_{PP}

La grandeur du photocourant parasite dû aux réflexions internes est directement proportionnelle au courant direct, I_F, dans la DEL et au rendement relatif de l'émetteur. Lorsque l'émetteur fonctionne en courant continu, le photocourant parasite au repos est en relation directe avec les spécifications et le cas le plus défavorable, ou avec les valeurs typiques de $I_{P\,(MIN)}$ et de $I_{P\,(MAX)}$ liées au rapport du photocourant parasite I_{PR}/I_{PP}. Le photocourant spécifié pour le HEDS-1000 est le photocourant total, I_P, égal à la somme de I_{PR} et de I_{PP}. Le rapport I_{PR}/I_{PP} est appelé facteur de qualité du détecteur (facteur Q). Ainsi, si Q croît pour un I_P donné, la valeur du courant parasite, I_{PP}, décroît. Une analyse du cas le plus défavorable de I_{PP}, avec un Q minimal égal à 4 et un courant de DEL de 35 mA, produit un $I_{PP\,(MIN)}$ de 20 nA si $I_{P\,(MIN)}$ = 100 nA et un courant $I_{PP\,(MAX)}$ de 50 nA si $I_{P\,(MAX)}$ = 250 nA. Une valeur de Q = 6,5 typique fera varier I_{PP} de 13 nA à 33 nA.

L'équation (39) donne les relations entre le facteur de qualité Q et I_P, I_{PP} et I_{PR} :

$$Q = \frac{I_{PR}}{I_{PP}} \qquad I_P = I_{PP} + I_{PR} \qquad (39)$$

$$I_{PR} = I_P\,[Q/(Q+1)] \qquad I_{PP} = I_P\,[1/(Q+1)]$$

avec Q = **facteur de qualité**

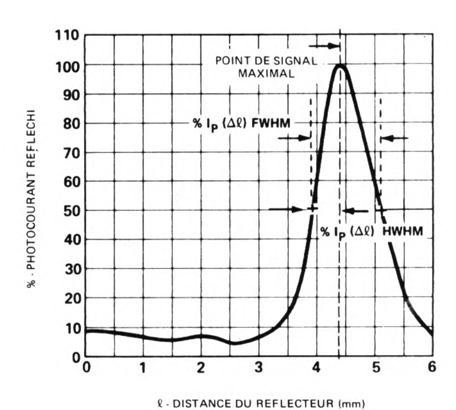
I_P = **photocourant total**

I_{PR} = **photocourant réfléchi**

I_{PP} = **photocourant parasite**

Profondeur de champ en fonction du point de signal maximal

La figure 18 montre que le photocourant, I_{PR}, maximal est réfléchi à 100% à l'endroit distant du plan de référence appelé «point de signal maximal». Elle montre ainsi que la valeur du photocourant réfléchi, I_{PR}, diminue si le réflecteur est déplacé de part et d'autre de ce point de signal maximal. La réponse de I_{PR} sur le HEDS-1000 est relativement symétrique en fonction de la distance, ℓ, de ce point. La profondeur de champ de ce système est définie comme la distance, $\Delta\ell$, qui sépare deux points correspondants à un pourcentage identique de la réponse de part et d'autre du point de signal maximal. La réponse correspondant à un I_{PR} de 50% définit la profondeur de champ correspondant à la moitié du maximum. La profondeur de champ, $\Delta\ell$, que l'on trouve sur la figure correspond alors à 1,2 mm. Ainsi, si le réflecteur est déplacé de la moitié de cette distance



FWHM = LARGEUR A 50% DE PHOTOCOURANT REFLECHI
HWHM = 1/2 LARGEUR A 50% DE PHOTOCOURANT REFLECHI

FIGURE 18 — Profondeur de champ en fonction du point de signal maximal

totale, $\Delta\ell$, par rapport au point de signal maximal, le point où I_{PR} est égal à 50% est situé à 0,6 mm de part et d'autre. Le photocourant I_{PR} réfléchi a une réponse, pour une certaine profondeur de champ, définie en % de I_{PR} ($\Delta\ell$). Cette valeur ne peut être qu'inférieure ou égale à 100%.

La valeur spécifique de I_{PR} dépend du flux émis et du type de réflecteur et du coefficient de réflexions de ce dernier, p. Le paragraphe sur les réflecteurs a montré que les surfaces réfléchissantes à miroir ont un pouvoir réfléchissant très supérieur à celui d'une surface diffusante.

Avec un réflecteur diffusant, la valeur du photocourant réfléchi, I_{PR}, pour une profondeur de champ déterminée, $\Delta\ell$, est le produit de la réponse de I_{PR} en % à cette profondeur de champ, $\%I_{PR}$ ($\Delta\ell$) par le coefficient de réflexion, ρ, du réflecteur, multiplié par le photocourant total mesuré au point du signal maximal à partir d'un réflecteur diffusant pour un courant de DEL déterminé I_P (I_F) multiplié enfin par le rapport de qualité Q/Q + 1. Cette relation est indiqué ci-dessous :

$$I_{PR}(\Delta\ell) = \%I_{PR}(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P(I_F) \cdot Q/(Q+1) \qquad (40)$$

Avec un réflecteur poli, un coefficient supplémentaire doit être pris en considération. Les performances du HEDS-1000 sont données pour un réflecteur diffusant, c'est pourquoi avec un miroir réflecteur, on obtient un meilleur facteur comme le montre l'équation (23). Ce facteur indique que l'amélioration de I_{PR} pour $P_S = P_D$ est inversement proportionnelle au carré de l'ouverture numérique de la lentille. La réponse I_{PR} ($\Delta\ell$) est donnée par l'équation (41).

$$I_{PR}(\Delta\ell) = \%I_{PR}(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P(I_F) \cdot Q/(Q+1) \cdot 1/O.N._L{}^2 \qquad (41)$$

La valeur espérée de I_{PR} ($\Delta\ell$) avec réflecteur diffusant ayant une réflectance de 75%, une profondeur de champ de 1,2 mm, un courant de DEL de 35 mA et un facteur de qualité Q = 6,5, se calcule à partir de l'équation (40). La profondeur de champ de 1,2 mm (0,6 mm de part et d'autre) correspond à un $\%I_{PR}$ ($\Delta\ell$) de 50% et à un Ip courant typique Ip (à 35 mA) = 140 nA. Ip ($\Delta\ell$) dans ces conditions est égal à 45,5 mA. Avec un miroir comme réflecteur I_{PR} ($\Delta\ell$) = 506 nA en utilisant l'équation (41) si $O.N._L = 0{,}3$.

Ces deux équations sont très utiles pour déterminer la variation de I_{PR} pour un réflecteur et pour une profondeur de champ déterminés. Ces éléments du système sont particulièrement importants dans la lecture des codes-barres et la détection de bord de feuille pour lesquelle la qualité du réflecteur et la profondeur de champ sont essentiellement variable.

Amplification

Chaque application détermine le type d'interface électrique nécessaire et le genre de réflecteur utilisé. L'amplitude du courant généré par la photodiode est en général trop faible pour attaquer directement une porte logique, ce qui implique l'usage d'un amplificateur. Les performances de l'amplificateur comme le gain en courant et en tension, et le type de liaison dépendent de la famille logique qu'il doit attaquer, de l'application et de la valeur du photocourant réfléchi.

Les miroirs sont en général utilisés en tachymétrie et pour détecter optiquement des limites, les réflecteurs diffusants sont plus couramment trouvés dans la lecture des codes-barres et la détection de bord de feuilles.

La relation entre le photocourant réfléchi, I_{PR}, et le photocourant parasite, I_{PP}, a une grande influence sur les caractéristiques de l'amplificateur continu à réaliser. La première étape dans le développement de l'amplificateur est de calculer la valeur du photocourant parasite, I_{PP}, dans le cas le plus défavorable. C'est cette valeur de I_{PP} qui devient le courant de polarisation d'entrée au repos et fixe le seuil de la tension de sortie de l'amplificateur continu.

Interface TTL à transrésistance

L'amplificateur à courant continu communément utilisé avec les photodiodes est l'amplificateur de type à transrésistance. Son schéma le plus simple est donné figure 17. La configuration du circuit correspondant à la fonction transfert électrique $V_o = I_P R_F$ est souvent appelé convertisseur courant-tension. Un amplificateur transrésistance d'alimentation est illustré figure 19. La photodiode se trouve raccordée à l'entrée inverseuse et la tension de décalage, obtenue à partir de V_{CC} et déterminée par le diviseur de tension, $1 + R_2/R_1$, est appliquée à l'entrée non inverseuse. La fonction de transfert électrique s'écrit :

$$V_o = \frac{V_{cc}}{1 + R_2/R_1} - I_P R_F \qquad (42)$$

dans laquelle $I_P = I_{PR} + I_{PP}$

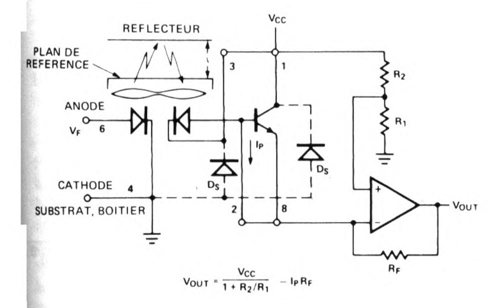


FIGURE 19 — Amplificateur de photodiodes à transrésistances avec décalage de tension

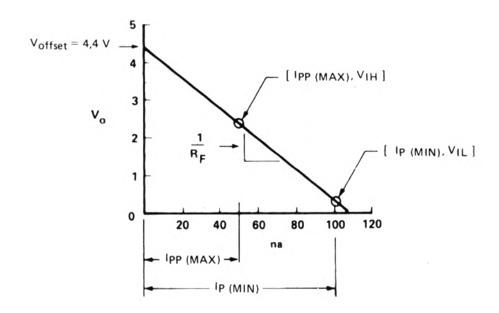


FIGURE 20 — Résolution graphique de la réalisation d'un amplificateur à transrésistance

L'équation (43) montre que pour un courant réfléchi nul, $I_{PR} = 0$, la tension de sortie, V_O, sera égale à la tension de décalage diminuée de la tension résultant du photocourant parasite, I_{PP}, multiplié par la transrésistance, R_F. La relation pour $I_{PR} = 0$ devient alors :

$$V_o = \frac{V_{cc}}{1 + R_2/R_1} - I_{PP} R_F \quad (43)$$

Lorsque l'amplificateur à transrésistance de la figure 19 est utilisé comme interface avec un dispositif à logique TTL, la tension de sortie, V_O, de l'amplificateur passe de 2 V en logique haute, V_{IH}, à 0,8 V en logique basse, V_{IL}. Pour améliorer l'immunité au bruit de l'interface, il est nécessaire d'augmenter la différence entre V_{IH} et V_{IL} qui doivent passer respectivement à 2,4 V et à 0,4 V. La tension de décalage et la valeur de la résistance de transrésistance, R_F, sont choisies pour que le photocourant maximal, $I_{PP\,(MAX)}$ = 50 nA, ne provoque pas la chute de la tension de sortie, V_O, au-dessous de V_{IH} = 2,4 V et que le photocourant total minimal, $I_{P\,(MIN)}$ = 100 nA, amène V_O au niveau V_{IL} = 0,4 V.

Il est peu probable que $I_{PP\,(MAX)}$ = 50 nA et $I_{P\,(MIN)}$ = 100 nA se produisent simultanément. Un dispositif ayant un $I_{PP\,(MAX)}$ de 50 nA peut avoir un $I_{P\,(MIN)}$ de 250 nA. De même, un dispositif ayant un $I_{P\,(MIN)}$ de 100 nA peut avoir un $I_{PP\,(MAX)}$ de 20 nA.

La figure 20 permet de résoudre graphiquement la fonction de transfert électrique de l'équation (42). Les conditions d'interface de [$I_{PP\,(MAX)}$, V_{IH}] et [$I_{P\,(MIN)}$, V_{IL}] décrivent une droite dont l'intersection avec l'axe des y détermine la tension de décalage, V_{offset}, et la pente la valeur de R_F. La tension de décalage et la transrésistance peuvent être alors calculées en utilisant les équations (44) et (45).

$$V_{offset} = \frac{V_{IL} I_{PP\,(MAX)} - V_{IH} I_{P\,(MIN)}}{I_{PP\,(MAX)} - I_{P\,(MIN)}} \quad (44)$$

$$R_F = - \frac{V_{IH} - V_{IL}}{I_{PP\,(MAX)} - I_{P\,(MIN)}} \quad (45)$$

Les valeurs de V_{offset} et R_F qui satisfont aux conditions d'interface TTL se calculent aussi à partir des équations (44) et (45). Dans l'exemple, V_{offset} = 4,4 V et R_F = 40 MΩ.

L'exemple d'interface photodiode-logique montre qu'il faut tenir compte de certains paramètres dans le choix de l'amplificateur opérationnel de mesure. L'amplificateur doit avoir un très faible courant de décalage à l'entrée pour permettre de détecter de très petites valeurs de Ip. Il doit avoir un gain bien supérieur à celui de l'interface. Par exemple, le gain en courant de l'amplificateur photodiode-TTL est d'environ 85 dB, il faut donc un amplificateur ayant un gain en boucle ouverte de 100 dB. L'amplificateur à transrésistance peut avoir un dV/dt plus lent que celui nécessaire à la liaison TTL; dans ce cas, il peut être nécessaire de prévoir une bascule de Schmitt comme élément de liaison.

Interface CMOS

Le transistor interne du HEDS-1000 peut s'utiliser comme un des éléments d'un amplificateur à un ou plusieurs étages. La figure 21 donne un exemple de liaison entre la photodiode et un étage tampon constitué d'un circuit CMOS, CD4049, utilisant le transistor interne comme amplificateur.

Comme nous l'avons montré précédemment, I_{PP} et I_P peuvent varier d'un dispositif à l'autre pour des valeurs de I_F, des types de réflecteur et des distances, ℓ, identiques. Il en est de même pour le gain des transistors. L'amplificateur entre la photodiode et son transistor et la porte logique CMOS devra être étudié en fonction des variations de I_{PP}, de I_P et du gain du transistor lorsque l'on désirera un couplage direct. La figure 21 donne un schéma d'interface entre le HEDS-1000 et un circuit CMOS. Il est nécessaire, en premier lieu, de calculer le photocourant parasite dans le plus mauvais cas, $I_{PP\,(MAX)}$ qui devient le courant de base du transistor qui multiplié par le gain max. détermine le courant collecteur maximal produit par le photocourant parasite. Il ne faut pas que dans ce circuit le courant collecteur découlant de $I_{P\,(MAX)}$ produise une tension de sortie collecteur inférieure à 4V niveau haut de l'entrée logique. C'est pourquoi, la valeur maximale de la résistance de charge se choisit en fonction de $I_{PP\,(MAX)}$ et du gain du détecteur.

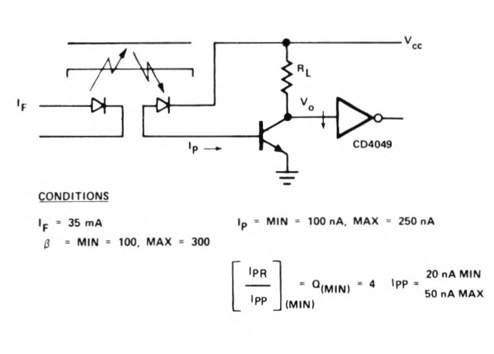


FIGURE 21 — Interfaces HEDS-1000 - porte CMOS

Il est prudent dans ce type d'interface d'avoir un rapport de 2 à 1 entre $I_{PP\,(MAX)}$ et $I_{P\,(MIN)}$. Une telle précaution permet de situer les contraintes correspondant au type de réflecteur, à la profondeur de champ, etc. de façon que β soit situé entre $\beta_{(MIN)}$ et $\beta_{(MAX)}$. Les équations (40) et (41) permettent de calculer $I_P\,(\Delta\ell)$ pour un $I_{P\,(MIN)}$ le plus défavorable quand la profondeur de champ est de 1,2 mm. On obtiendra ainsi un $I_{P\,(MIN)}$ de 37,5 nA avec un réflecteur diffusant et un $I_{P\,(MIN)}$ de 416 nA avec un réflecteur non diffusant. En utilisant le critère $I_P\,(\Delta\ell)/I_{PP\,(MAX)} \geqslant 2$ ($I_P\,(\Delta\ell)$ étant évalué pour $I_{P\,(MIN)}$), on voit qu'il faut utiliser un miroir comme réflecteur.

A l'étape suivante, on détermine la valeur minimale de R_L correspondant à $I_P\,(\Delta\ell)$ et $\beta_{(MIN)}$ qui provoque la chute de la tension collecteur au-dessous de V_{IL} du circuit CMOS.

L'analyse du cas le plus défavorable du tableau 1 montre qu'il y a peu de marge entre $R_{L\,(MAX)}$ et $R_{L\,(MIN)}$. Si la profondeur de champ était plus faible, la marge serait meilleure.

Tableau 1 - Calcul de l'interface HEDS-1000/CMOS

Etape 1 Photocourant parasite maximal

$$I_{PP\,(MAX)} = \frac{I_{P\,(MAX)}}{Q_{MIN}+1} = \frac{250\text{ nA}}{4+1} = 50\text{ nA}$$

$$Q_{MIN} = \frac{I_{PR\,(MIN)}}{I_{PP\,(MAX)}}$$

Etape 2 $R_{L\,(MAX)}$ pour V_{IH}

$$R_{L\,(MAX)} = \frac{V_{cc} - V_{IH}}{\beta_{(MAX)} \cdot I_{PP\,(MAX)}} = \frac{5-4}{300 \cdot 50 \times 10^{-9}}$$

$$= 66{,}7\text{ k}$$

Etape 3 Photocourant minimal avec un miroir réflecteur à $\Delta\ell = 1{,}2$ mm

En partant de l'équation (41)

$$I_P\,(\Delta\ell) = \%I_P\,(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P \left[\frac{O.N._{(SURFACE)}}{O.N._{(LENTILLE)}}\right]^2$$

$$I_P\,(\Delta\ell) = 0{,}5 \,.\, 0{,}75 \,.\, 100\text{ nA}\left[\frac{1}{0{,}3}\right]^2 = 416\text{ nA}$$

$\rho = 75\%$; $I_{P\,(MIN)}$ à $I_F = 35$ mA $= 100$ nA

$O.N._{(SURFACE)} = 1$; $O.N._{(LENTILLE)} = 0{,}3$

$\%I_P\,(\Delta\ell)$, $\Delta\ell$ 1,2 mm $= 0{,}5$

Etape 4 $R_{L\,(MIN)}$ pour V_{IL} à $\Delta\ell$

$$R_L = \frac{V_{cc} - V_{IL}}{\beta_{(MIN)} \cdot I_P\,(\Delta\ell)} = \frac{5 - 2{,}25}{100 \times 416\text{ nA}} = 66{,}1\text{ k}$$

Etape 5 Choisir $R_L = 66{,}2$ k 1%

Amplificateur à contre réaction en courant

Un autre problème consiste à interfacer l'amplificateur de photodiode à transistor à un comparateur différentiel de la famille LM311. Le but à atteindre est similaire à celui de la figure 21 mais la stabilité de la tension de sortie, V_0,

doit être bien supérieure. L'utilisation d'un amplificateur à contre-réaction en courant comme celui de la figure 22 permet de réduire dans de fortes proportions les variations de V_O dues à $\Delta\beta$ et à ΔI_{PP}. Dans le calcul de l'amplificateur, les paramètres importants sont le gain tension/courant, la stabilité et dV/dt. Si le rapport R_F/R_L tend vers 1, la stabilité de V_O s'améliore mais avec une perte de gain sur le signal. La différence entre Ipp et Ip ($\Delta\ell$) détermine un courant qui provoque un changement de V_O. Lorsque l'on veut une excursion de V_O plus importante, la valeur de R_L doit être augmentée, selon la formule $\Delta V_O \propto (I_P - I_{PP}) R_L$. Cependant, si R_L croît, dV/dt décroît. Les tableaux 2 et 3 donnent un exemple de calcul lorsque R_L = 100 kΩ et R_F = 10 MΩ. Le seuil du comparateur différentiel de la figure 22 est déterminé par le rapport R_1/R_2 et doit être égal à 1,25. Cette valeur est inférieure à V_O = 1,3 V, valeur minimale au repos, due aux variations de β et de Ipp. La modification de la tension de repos, provoquée par des valeurs variables de β, peut se calculer à l'aide du facteur de stabilité désigné par s''. Ce facteur correspond aux variations différentielles de I_C dues aux variations différentielles de β, c'est-à-dire que :

$$s'' = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}\right) \quad \text{pour } I_P = 0 \qquad (46)$$

La stabilité de V_O est inversement proportionnelle à s''. La variation différentielle de V_O, pour le circuit de la figure 22, se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$\Delta V_O = -\Delta\beta \left[s'' R_L + \frac{\delta^2 V_O}{\delta \beta \delta I_P} \right] \qquad (47)$$

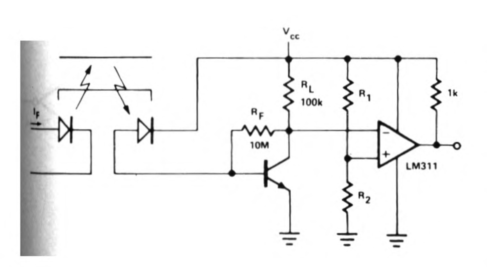


FIGURE 22 – Interface entre un amplificateur à contre-réaction en courant et un comparateur analogique

Tableau 2 - Calcul d'un amplificateur à contre réaction en courant

TENSION DE SORTIE, V_O

$$V_O = \frac{V_{CC}\left(\frac{R_F}{\beta R_L}\right) + V_{BE}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) - R_F I_P}{\left(\frac{R_F}{\beta R_L}\right) + \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}$$

FACTEUR DE STABILITE, s'' $= \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}$

$$s'' \approx \frac{(R_L + R_F)\,(V_{cc} - V_{BE})}{(R_F + R_L + R_L\,\beta)^2}$$

Tableau 3 - Exemple pratique de réalisation

$\beta_{(MIN)} = 100$; $\beta_{(MAX)} = 300$;

$I_{PP\,(MAX)} = 41$ nA; $R_L = 100$ kΩ; $R_F = 10$ MΩ;

$V_{cc} = 5$ V; $V_{BE} = 0{,}6$ V

	$\beta = 100$	$\beta = 300$
V_O	2,60 V	1,39 V
s''	$1{,}1 \times 10^{-7}$	

Le paramètre s'' est important dans les amplificateurs couplés en continu car la variation de V_O provoquée par $\Delta\beta$ risque d'amener les étages d'amplification montés en cascade à saturation.

Amplificateur à contre réaction courant-tension

Quand on désire une stabilité de la tension de sortie encore meilleure, il peut être nécessaire d'employer un amplificateur à contre réaction courant-tension modifié. Le système de polarisation utilisant R_F et R_N comme le montre la figure 23, provoque une tension de base, V_B, qui détermine I_C en fonction du rapport V_B/R_E. Ce circuit peut donner un facteur de stabilité s'' dix fois supérieur à celui d'un circuit à contre réaction en courant. Ce circuit est tel que pour une variation de β de 100 à 300, V_O ne variera que de 0,3 V, alors que pour le montage de la figure 22, la variation de V_O est de 1,2 V.

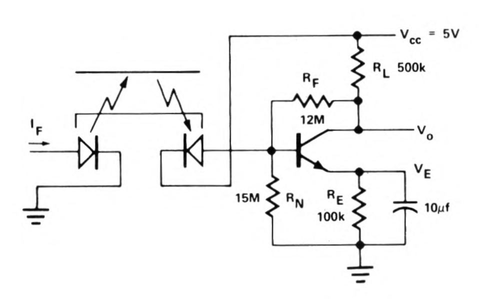


FIGURE 23 – Amplificateur à contre-réaction courant-tention

Le tableau 4 donne un exemple d'un tel circuit. Ici, V_O est réglé à 2,5 V et s" est égal à 7,5 x 10^{-9}. V_O passe de sa valeur centrale 2,5 V à (V_O – s" $\Delta\beta$ R_L) = 2,25 V dans le plus mauvais cas. Ceci nécessite un niveau de seuil du comparateur réglé à un niveau de 1,55V. Cet amplificateur présente une transrésistance de 8 MΩ, ce qui signifie que pour un Ip (Δℓ) de 100 nA, la tension de sortie V_O tombera à 1,5 V, ce qui est suffisant pour faire changer d'état logique le LM311.

Tableau 4 - Equations permettant le calcul d'un amplificateur à contre réaction courant/tension

Etape 1 Calcul de R_L — **Données : V_O et I_C**

$$R_L = \frac{(V_{cc} - V_o)}{I_C} = \frac{2{,}5V}{5\mu A} = 500k$$

Etape 2 Calcul de R_E — **Données : V_E et I_E**

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{0{,}5}{4{,}91 \times 10^{-6}} = 101k \approx 100k$$

Etape 3 Calcul de R_N — **Donnée : I_N**

$$R_N = \frac{V_E + V_{BE}}{I_N} = \frac{0{,}5 + 0{,}6}{75\ nA} = 14{,}6M\Omega \approx 15M\Omega$$

Etape 4 Calcul de R_F — **Données : I_N et I_B**

$$R_F = \frac{V_o - V_E - V_{BE}}{I_N + I_B} = \frac{2{,}5 - 0{,}5 - 0{,}6}{75\ nA + 50\ nA}$$

$$= 11.2M\Omega \approx 12M\Omega$$

Etape 5 Calcul du facteur de stabilité, s"

$$s'' = \frac{\left[V_{CC} - V_{BE}\left(1 + \frac{R_F + R_L}{R_N}\right)\right](g+1)}{R_F\,[1 + (1 + \beta)g]^2}$$

$$\text{avec } g = \frac{R_E}{R_N}\left(1 + \frac{R_L}{R_F}\right) + \frac{R_E + R_L}{R_F}$$

$$s'' = 7{,}5 \times 10^{-9}$$

Interface LSTTL

Les circuits précédents concernaient les interfaces avec CMOS et comparateurs. La figure 24 donne le schéma d'un amplificateur à deux transistors pour interface avec LSTTL. Le couplage indiqué est un couplage direct bien qu'il puisse être alternatif. L'étude du circuit est similaire à celle de celui de la figure 21, mais on lui a ajouté l'étude du second étage.

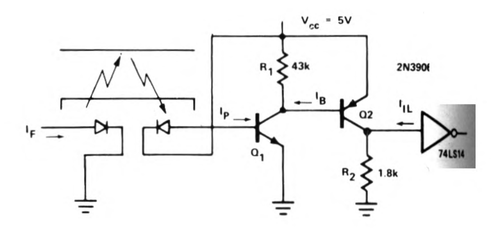


FIGURE 24 – Interface entre un HEDS-1000 et un LSTTL couplés continu

Le premier transistor, Q_1, polarisé par la photodiode est monté en émetteur commun. Dans les conditions I_{PP} (MAX), le collecteur de Q_1 est amené à 0,5 V de V_{cc}, bloquant ainsi Q_2. Cette condition détermine la valeur de R_1. Quand apparaît un photocourant, le courant I_C dans Q_1 résulte de

la combinaison du courant à travers R_1 et de I_B de Q_2. R_1 doit avoir une valeur suffisante pour que le courant débité par Q_1 (dépendant de β et I_P) provoque un courant base de Q_2, I_B, dont la valeur amène Q_2 à saturation.

En l'absence de photocourant, Q_1 et Q_2 sont tous les deux normalement bloqués. Dans ces conditions, la résistance de charge, R_2, doit être capable de laisser passer le courant I_{IL} de la porte du LSTTL pour V_{IL} donné. Pour satisfaire à la condition logique voulue, R_2 doit être inférieure à V_{IL}/I_{IL}. La valeur minimale de R_2 est déterminée par le débit en courant que peut fournir Q_2 en fonction de I_B. Le courant collecteur de Q_2 doit produire une chute de tension dans R_2 supérieure à V_{IH} de la porte. Il est recommandé d'utiliser un transistor PNP à grand gain et faibles fuites genre 2N3906 pour Q_2.

La vitesse à laquelle change la tension de sortie de Q_2 est en relation directe avec la vitesse à laquelle la surface réfléchissante se déplace dans le plan de réflexion du détecteur. Dans de nombreuses applications, la vitesse à laquelle se modifie V_O, dans la région de commutation du LSTTL, est si faible qu'il peut y avoir des instabilités du niveau logique en sortie de la porte. Dans ce cas, il est recommandé d'utiliser une bascule de Schmitt du genre 74LS14.

APPLICATIONS DES DETECTEURS A REFLEXION

Compte-tours

Un détecteur à réflexion peut servir de transducteur pour connaître la vitesse de rotation d'un moteur. Un tel système peut être réalisé en utilisant un disque sur le pourtour duquel sont alternativement placés des secteurs réfléchissants et des secteurs absorbants. Le nombre de paires de lignes/tour donnera un nombre précis d'impulsions/tour. La plupart des applications nécessitent une grande densité de paires de secteurs sur un disque de petit diamètre. Les performances du détecteur à réflexion sont déterminées par le FTM pour la densité donnée, D, des paires de lignes sur le disque. La densité est égale à :

$$D = \frac{\text{lignes/tour}}{4 \pi r} \qquad (48)$$

Sur la figure 25, la densité peut se calculer en supposant que le rayon se trouve au centre du réseau de secteurs noirs et blancs. Si le rayon r = 10 mm et qu'il y a 220 lignes, la densité est de 1,75 paires de lignes/mm. Si l'on emploie un HEDS-1000 comme détecteur avec cette roue codeuse, la fonction transfert de modulation (FTM) sera de 75% en se reportant à la figure 14.

La roue codeuse est montée sur un axe creux enfilé sur l'arbre d'un moteur. Le détecteur de réflexion est placé perpendiculairement au disque à une distance telle que le point de signal maximal se trouve sur le plan du disque supportant les secteurs. Le photocourant maximal, I_{PR}, réfléchi s'obtient quand la surface est un miroir, ce qui peut être réalisé en déposant, par photolitographie, des secteurs noirs sur un disque métallique poli. Une roue codeuse diffusante doit être utilisée lorsque les tolérances mécaniques d'alignement axial du HEDS-1000 par rapport à la normale à l'axe dépassent 10°.

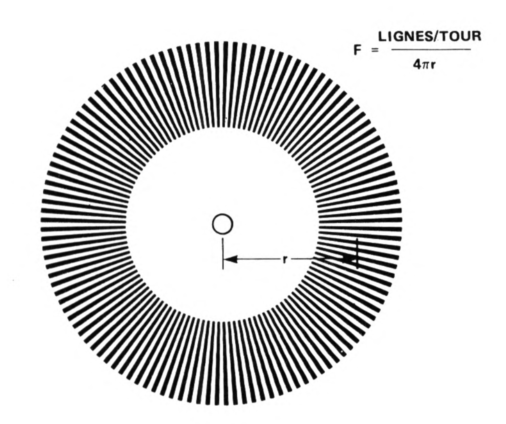


FIGURE 25 – Densité d'une roue codeuse

Cette application nécessite l'utilisation d'un amplificateur à couplage alternatif comme celui de la figure 22. Le couplage alternatif de la sortie du HEDS-1000 élimine les variations de la tension de décalage de la sortie continue dues aux photocourants parasites.

Compte-tours analogique

Le HEDS-1000 peut s'utiliser comme transducteur sur compte-tours à grande vitesse. La figure 26 illustre un tel système utilisant le détecteur à réflexion comme source d'impulsions destinée à un convertisseur fréquence/tension.

Le HEDS-1000 est monté en amplificateur à contre réaction de courant couplé en alternatif à un convertisseur courant-tension LM2907. Le transistor Q_1 sert de source fournissant le courant I_F à la DEL.

Le détecteur à réflexion donne n impulsions par tour, n étant le nombre de paires de lignes/tour. La fréquence, f, appliquée à l'entrée du convertisseur est égale à n fois le nombre de tours/mn. C'est la relation qui donne l'équation (49).

$$n = \frac{\pi r}{\text{largeur de ligne}} = \frac{2\pi r}{\text{largeur paire de lignes}} \qquad (49)$$

$$f = n \text{ tours/mn} \times \frac{1}{60} \cdot \frac{\text{mn}}{\text{s}} \qquad \text{f étant donné en Hz}$$

Le condensateur, C, est l'élément principal déterminant la tension de sortie maximale, nécessaire à l'indication à pleine échelle. La valeur de sa capacité pour la fréquence correspondant à cette pleine échelle se calcule à l'aide de l'équation (50)

$$C = \frac{V_{\text{OUT PLEINE ECHELLE}}}{R \cdot V_{cc} \cdot f_{\text{PLEINE ECHELLE}}} \qquad (50)$$

Un compte-tours, ayant une tension de sortie à pleine échelle de 1 V et capable de mesurer de 0 à 25.000 tr/mn, peut être réalisé à partir d'une roue codeuse ayant un rayon de 20 mm et une largeur de ligne de 0,6 mm. Son calcul consiste à déterminer la fréquence maximale à pleine échelle à partir de l'équation (49) puis à calculer C avec l'équation (50). La fréquence pleine échelle est de 41,5 kHz et C a pour valeur 57 pF que l'on peut remplacer sans inconvénient par un condensateur normalisé de 62 pF.

Le convertisseur F-T répond à une excursion minimale du signal de 250 mV. Le niveau d'entrée peut être assuré par un miroir réflecteur. Dans le paragraphe traitant de la fonction transfert totale, on montre que dans ce cas I_{PR}

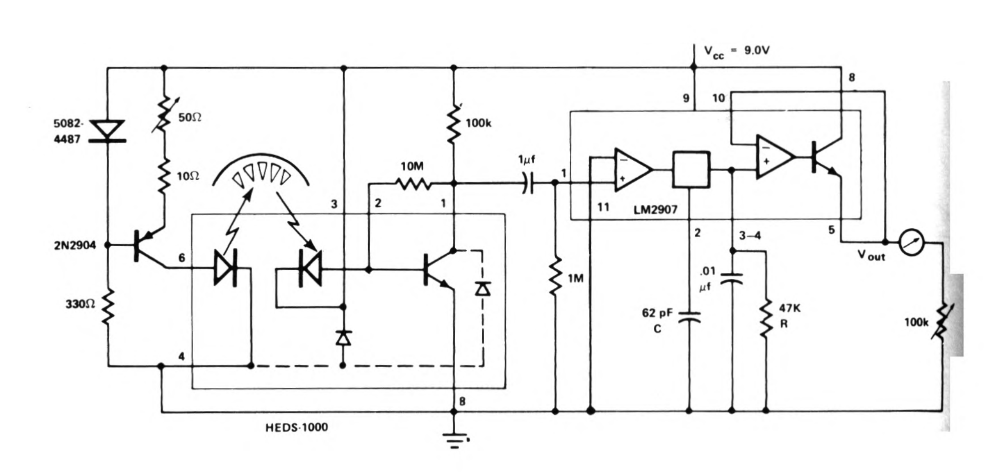


FIGURE 26 – Circuit pour tachymètre analogique

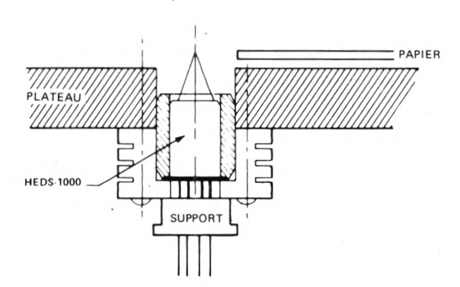


FIGURE 27 — Détecteur du bord de feuille à réflexion

augmente de 10,45 dB par rapport à un réflecteur diffusant. La seule réserve provient de ce qu'avec un miroir réflecteur, l'inclinaison du HEDS-1000 par rapport à la normale au disque ne doit pas dépasser 10°. Au-dessus de 10°, l'image n'est plus transmise au détecteur.

Détection de bord de feuille

Le bord d'une feuille de papier peut être détecté avec une très grande précision par le HEDS-1000. Si l'éventail des coefficients de réflexion du papier est connu, on peut choisir soit un système à réflexion, soit un système à occultation. Lorsque le papier est très réfléchissant, il est préférable d'utiliser la réflexion : dans ce cas, le détecteur doit être positionné pour que le point de signal maximal se trouve sur la surface du papier, comme le montre la figure 27. Lorsque le papier a un pouvoir de réflexion faible, il est préférable d'utiliser le système à occultation de la figure 28.

La précision de la détection de la position dépend de l'endroit où se situe le point lumineux par rapport au système mécanique. Le point lumineux fourni par le HEDS-1000 se trouve dans une fourchette de ± 0,51 mm sur l'axe du boîtier.

Avec le système de détection par occultation l'amplificateur à transistors de la figure 24 fournit une puissance continue suffisante pour attaquer un circuit logique de la famille 74LS. Avec le système à réflexion, il est préférable d'utiliser un amplificateur à transrésistance comme celui de la figure 19.

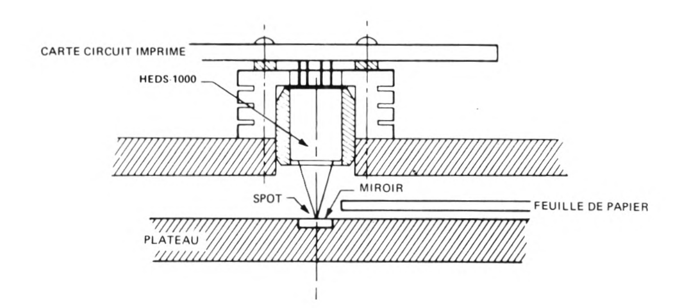


FIGURE 28 — Détecteur de bord de feuille à occultation

Lecteur de codes-barres

Le détecteur à réflexion peut s'utiliser comme transducteur sur un lecteur de codes-barres. Les codes-barres sont un système de stockage de données codées en binaire. La différence relative d'écartement entre barres et espaces définit le schéma du codage à espacement différentiel. C'est le format de données utilisé dans le code universel de produits (UPC).

Le détecteur fournit en sortie des impulsions électriques dont la largeur dépend de celles des barres et des espaces, leur amplitude dépendant du coefficient de réflexion des barres et des espaces.

Le système de codage à espacement différentiel nécessite que la largeur de l'impulsion en sortie, de barre à barre ou d'espace à espace, soit une représentation la plus fidèle possible de la distance par unité de temps. La précision de l'analyse en sortie s'améliore si l'image du rayon lumineux (spot) à réfléchir est plus petite que la largeur minimale d'une barre ou d'un espace. Plus le point lumineux est fin plus la transition barre/espace est abrupte.

L'amplitude du signal en sortie est définie par la différence du pouvoir réfléchissant entre une barre et un espace. Le rapport entre le signal maximal et minimal est directement proportionnel au rapport entre la réflectance d'une barre et d'un espace.

L'amplificateur qui suit le détecteur doit avoir une très importante gamme dynamique pour pouvoir s'adapter à différents types de réflecteurs et fournir des signaux suffisamment différents en fonction de la différence de réflexion entre les barres et les espaces.

La figure 13 illustre un train d'impulsions trapézoïdales obtenu en analysant des barres et des espaces de largeurs égales. Au fur et à mesure que croît la défocalisation, l'amplitude du train d'impulsions diminue pour donner des signaux triangulaires. Il est souhaitable que le changement d'amplitude du signal ait lieu au même endroit que la transition barre-espace.

La figure 29 donne le schéma d'un système d'amplification assurant la conversion des largeurs de barres et d'espaces en signaux logiques compatibles TTL. Le circuit utilise un CA3130 comme amplificateur à transrésistance de la photodiode du HEDS-1000. La sortie de l'amplificateur attaque un détecteur de crêtes positives (LM124-1) et un détecteur de crêtes négatives (M124-2). Les résistances R_1 et R_2 définissent, à l'entrée du comparateur de code (LM124-3), une tension de référence (décroissante), dont la valeur se trouve à mi-chemin entre la crête positive et la crête négative, le seuil de commutation se plaçant donc à 50% de la modulation crête-à-crête. Une porte (LM124-4) compare la crête négative à une tension correspondant à la tension crête diminuée de la différence de tension apportée par les deux diodes, D_1 et D_2. Ainsi, à moins que l'amplitude crête-à-crête dépasse la chute de tension dans ces deux diodes, l'entrée G du 74LS75 reste à l'état bas et la sortie Q reste à un niveau fixe sauf si les excursions en sortie du CA3130 ont une amplitude suffisante (chute de tension dans les deux diodes) sur laquelle le bruit n'aura pas d'influence.

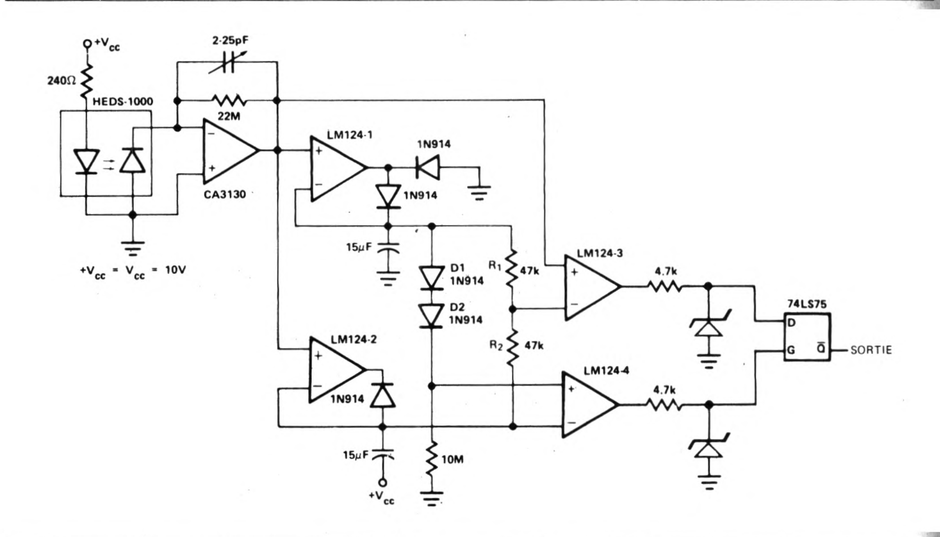
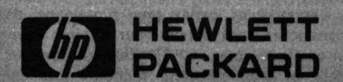


FIGURE 29 — Circuit électronique pour lecteur de codes-barres



NOTE D'APPLICATIONS 1009

Réalisation de réseaux de transmission avec le système de liaison par fibres optiques HFBR-0500

La transmission de signaux à courte distance par réseau économique à fibre optique a de nombreuses applications. La présente note a pour but de décrire la mise en oeuvre de réseaux numériques selon le concept Hewlett-Packard utilisant un système de câble à connecteurs enfichables de conception originale.

La note décrit en outre les techniques de mesure, le mode de calcul des paramètres ainsi que le type d'interfaces à utiliser avec ce type de câble.

REALISATION D'UN RESEAU

Lorsqu'il s'agit de concevoir un système de liaison par fibres optiques, le premier critère se rapporte au prix du câble. Il est donc normal de prévoir pour une liaison peu coûteuse un câble de faible prix. De nombreuses fibres en plastique qui rentrent dans cette catégorie sont déjà utilisées depuis un certain temps comme conduits de lumière ou en automobile, les câbles à fortes pertes fournissent cependant une solution intéressante aux liaisons de faible longueur.

On choisit un émetteur dont la longueur d'onde correspond aux plus faibles pertes dans la fibre et dont la surface émissive est adaptée au diamètre du coeur de la fibre pour lui fournir le flux lumineux maximal. Le rendement maximal du détecteur doit se trouver sur la même longueur d'onde et sa zone sensible doit avoir une surface égale ou supérieure à celle du coeur de la fibre pour réduire les tolérances de couplage. Les contraintes ci-dessous sont propres au système. Une fois le câble adéquat sélectionné, les autres domaines sont ouverts à l'innovation.

LE SYSTEME HEWLETT-PACKARD

Le système de liaison par fibre optique HFBR-0500 est conçu pour utiliser une fibre optique en plastique et transmettre des données numériques à courte distance. Il présente de nombreuses innovations : ses modules émetteur et récepteur de couleurs différentes reçoivent un boîtier de circuit intégré contenant le châssis métallique supportant la puce de l'émetteur ou du récepteur. Le brochage des modules est conforme au brochage dual-in-line avec sorties 6 et 7 supprimées pour permettre le passage du port optique.

Le raccordement des modules au câble est réalisé par des connecteurs enfichables de conception originale : leur tenue est assurée par une fente réalisée dans le module, l'élasticité du plastique assurant le maintien du connecteur. Ce dernier est muni à son extrémité d'un chanfrein qui s'enfonce dans le logement conique du module pour assurer l'alignement optique.

Le montage d'un connecteur sur fibre optique est souvent fastidieux et long pour un monteur sans expérience. Les connecteurs de la série HFBR-4500 ont été étudiés pour être montés rapidement sans colle et avec un minimum d'outillage.

Un jeu de lentilles moulées faisant partie du circuit intégré réduit les défauts d'alignement et améliore l'adaptation des surfaces actives au coeur de la fibre.

Les modules émetteurs HFBR-1500 et -1501, de couleur grise, contiennent un émetteur à DEL de grande dimension fonctionnant à 665 nm, facilement excité par des portes logiques classiques. Dans le cas de liaisons nécessitant un flux lumineux plus important, un amplificateur de ligne standard peut fournir le courant nécessaire. L'accès direct à l'anode et à la cathode facilite l'implantation et permet d'utiliser divers systèmes pour améliorer les performances.

La commande série de la diode émettrice qui réduit le courant d'alimentation est recommandée pour exciter plusieurs DEL. Il faut alors tenir compte du V_{OL} du transistor de commande dans le calcul de R_I qui détermine le courant de DEL (figure 1).

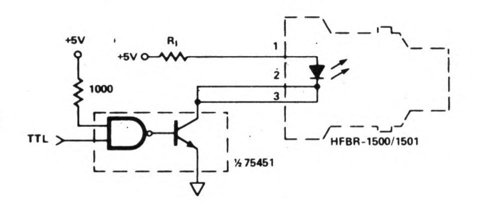


FIGURE 1 — Emetteur attaqué en série

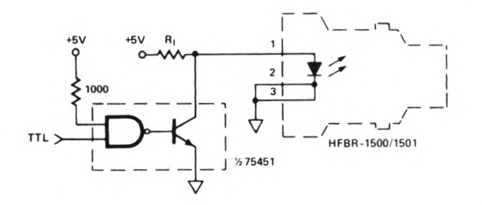


FIGURE 2 – Emetteur attaqué en parallèle

La commande en parallèle a l'avantage de débiter un courant permanent et de limiter le bruit de l'alimentation dont la tension peut être plus réduite. Ce circuit est recommandé lorsqu'il s'agit d'exciter une seule DEL (figure 2).

Le boîtier est muni à l'intérieur d'un épais châssis métallique servant de radiateur à la diode émettrice, son efficacité thermique est améliorée si l'on prévoit une zone de dissipation supplémentaire au niveau des pattes 2 et 3 correspondant aux sorties cathode. L'excitation shunt favorise cette dissipation, les cathodes étant reliées au circuit de masse présentant en général une assez grande surface.

Le circuit intégré du détecteur est disposé dans le module récepteur bleu HFBR-2500, il est suivi d'un amplificateur à courant continu à large bande et d'un transistor Schottky à collecteur ouvert. Les systèmes nécessitant une interface avec une logique câblée OU ou un bus peuvent s'interfacer directement en sortie. Une résistance interne intégrée de 1000 Ω, connectée au + Vcc permet si on le désire de sortir sur résistance de charge. La bande passante du circuit intégré rend possible la transmission de données à très grande vitesse. L'amplificateur couplé continu peut détecter et amplifier des données asynchrones que leur niveau de repos soit bas ou haut. Le couplage continu du récepteur peut permettre de réaliser des circuits interrupteurs ou de verrouillage, un signal à niveau constant indiquant la présence d'éléments d'intrus (figure 3).

Malgré de nombreux avantages, un amplificateur couplé continu présente plus de distorsion lorsqu'il est surexcité : il faut donc prévoir dans l'étude du système l'analyse complète non seulement du flux minimal nécessaire au récepteur (réduction du taux d'erreurs ou de la largeur des impulsions) mais du flux maximal transmis pour éviter toute surcharge.

Les systèmes de liaison par fibres optiques du fait de leurs propriétés diélectriques sont utilisables dans les milieux fortement perturbés par les interférences électromagnétiques ou radio. Les modules, prévus pour fonctionner dans de telles circonstances, sont blindés pour éliminer les erreurs. C'est ainsi que le récepteur HFBR-2500 est constitué d'un amplificateur et d'un détecteur monolithiques dont les circuits blindés procurent une protection contre les interférences électromagnétiques.

Le module récepteur requiert une tension d'alimentation + 5 Vcc ce qui le rend compatible avec les familles logiques + 5 Vcc.

DESCRIPTION MECANIQUE

Les modules de faible hauteur sont prévus pour être soudés sur carte. Leur brochage est compatible dual-in-line (8 broches). Il est recommandé de les monter à angle droit comme sur la figure 4, lorsque le câble mesure 10 cm, ce procédé éliminant les contraintes internes au câble, provenant des tolérances de longueur + 10%, – 0%.

Pour que le découplage reste efficace, la longueur des pattes du condensateur (0,01 à 0,1 µF), monté aux bornes 3 et 4 du récepteur, ne doit pas dépasser 20 mm au total, pattes du récepteur comprises.

Il est recommandé d'insérer sur le module, avant soudage, un connecteur pour éviter que le flux ou les vapeurs ne voilent l'optique interne.

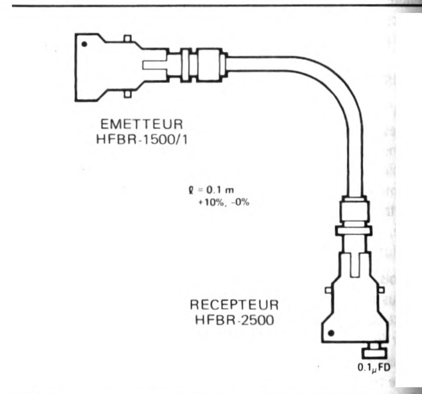


FIGURE 4 – Montage d'un ensemble câble-connecteur de 0,1 m pour limiter les contraintes dues aux tolérances

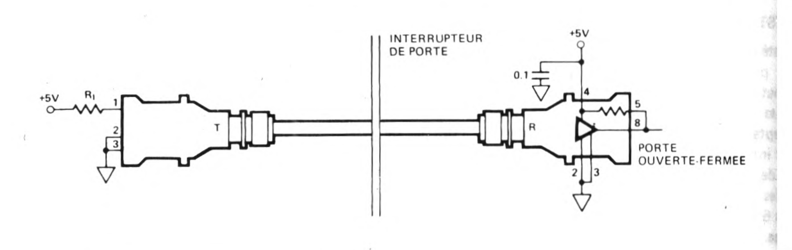


FIGURE 3 – Circuit de sécurité de porte

MESURE DU FLUX OPTIQUE

Le flux optique à l'extrémité d'une fibre série HFBR-3500 se mesure avec un flux-mètre genre EG et G-550, Photodyne 88XL ou United Detector Technology S550 étalonnés à 665 nm.

La tête de détection du flux-mètre peut être adaptée en la perçant d'un trou de 4 mm pour permettre l'introduction d'un connecteur dont l'extrémité doit toucher la surface sensible du détecteur (figure 5).

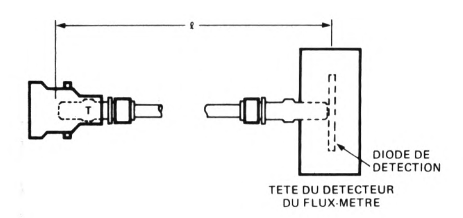


FIGURE 5 — Mesure du flux avec détecteur de grande surface

Le flux optique de référence correspond à celui disponible à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m attaqué par un récepteur HFBR-1500 ou 1501. Il se mesure avec un appareil ayant un détecteur de grande surface. La sensibilité en continu d'un récepteur HFBR-2500 se mesure en ajustant le flux pour qu'il n'y ait plus de signal en sortie du récepteur, puis en mesurant le flux à l'extrémité du câble récepteur débranché.

En impulsions, les mesures se font en mesurant le flux en sortie du câble lorsque les impulsions en sortie de l'émetteur présentent le taux de distorsion maximal admissible par insuffisance de flux, puis en mesurant le flux pour le taux de distorsion maximal en surcharge (la différence entre les deux lectures représente la gamme dynamique du récepteur).

Les mesures de pertes se font en comparant le flux en sortie d'un câble de 0,5 m et du câble en cours d'essai, le même émetteur servant dans les deux cas. Le rapport entre les deux flux correspond approximativement aux pertes dans le câble (cette mesure ne donne qu'une très bonne approximation des pertes réelles; elle n'est pas exacte pour les raisons suivantes : les pertes de couplage émetteur-câble et les pertes linéiques peuvent être différentes dans les deux cas, enfin les pertes du câble de 0,5 m ne sont pas soustraites du câble plus long).

BILAN D'UNE LIAISON

Pour déterminer le rendement d'un système à fibre optique, il faut en faire le bilan. Il se calcule en tenant compte du flux en sortie de l'émetteur, de la sensibilité du récepteur et des pertes des éléments de raccordement. Pour que l'ensemble fonctionne de façon satisfaisante, ses pertes totales ne doivent pas être supérieures à la différence entre le flux en sortie de l'émetteur et le flux correspondant à la sensibilité du récepteur ou rapport de flux. La différence entre le rapport de flux et les pertes du système s'appelle marge de flux. Pour que le système soit fonctionnel, elle doit être supérieure à zéro, ce qui s'exprime comme suit :

$$\alpha_M = \alpha_{FR} - \alpha_{SL}$$

avec

α_M = marge de flux en dB

α_{SL} = pertes d'insertion en dB

α_{FR} = rapport de flux en dB

α_{FR} = flux en sortie émetteur, ϕ_T (dBm) – Sensibilité récepteur, ϕ_R (dBm)

α_{SL} = Σ pertes du système (câble, raccords, connecteurs, interface)

Le calcul de la marge de flux permet par ailleurs de déterminer la gamme dynamique du système. La marge de flux se calcule d'abord pour le rapport de flux maximal et les pertes minimales, la différence entre les deux correspondant à la gamme dynamique du récepteur.

$$\alpha_{M1} \text{ (dB)} = \alpha_{FR} \text{ (dB) max.} - \alpha_{SL} \text{ (dB) min.}$$

$$\alpha_{M2} \text{ (dB)} = \alpha_{FR} \text{ (dB) min.} - \alpha_{SL} \text{ (dB) max.}$$

$$\text{Gamme dynamique (dB)} = \alpha_{M1} \text{ (dB)} - \alpha_{M2} \text{ (dB)}$$

En modifiant l'équation du flux pour pouvoir soustraire les pertes dues aux éléments intermédiaires placés sur le câble, du flux de sortie, ϕ_T, de l'émetteur, il est possible de calculer le flux à l'extrémité du câble ou, ce qui est équivalent, le flux à l'entrée du récepteur (figure 6).

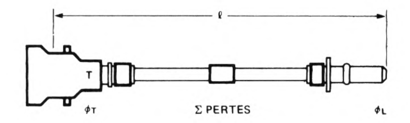


FIGURE 6 — Mesure du flux en extrémité de câble, tenant compte de toutes les pertes du système

$$\phi_T - \alpha_{SL} = \phi_L$$

avec

ϕ_L = flux à l'extrémité du câble en dBm

ϕ_T = flux en sortie de l'émetteur en dBm

ϕ_{SL} = Σ des pertes intermédiaires en dBm

L'équation de base du bilan de flux du système de liaison à connecteur enfichable avec câble HFBR-3500 est identique, mais les pertes intermédiaires n'ont qu'un seul terme, les pertes dans le câble.

$$\phi_T - (\alpha_0 \bullet \ell) = \phi_R \qquad (1)$$

avec

ϕ_T = flux en sortie de l'émetteur en dBm, fonction du courant de commande si

α_0 = atténuation linéique du câble en dB/m

ℓ = longueur du câble en m

ϕ_R = sensibilité du récepteur en dBm

Paramètres		Symbole	Min.	Typ.(1)	Max.	Unité	Conditions de mesure	Notes
Flux à l'entrée du HFBR-2500 en logique «0»		ϕR	8		56	μW	Source HFBR-1500/1 $V_{OL} = 0,5$ V $I_{OL} = 8$ mA	2,3
			– 21		– 12,5	dBm		
Flux optique en sortie de l'émetteur	HFBR-1500	ϕT	24	80	105	μW	$I_F = 60$ mA	3,4
			– 16,2	– 11	– 9,8	dBm		
	HFBR-1501		33,1	101	144	μW		
			– 14,8	– 9,9	– 8,4	dBm		
Atténuation du câble HFBR-3500		α_0	0,3	0,4	0,63	dB/m	Source 665 nm ON 0,5	

Notes .
1. Données typiques à 25°C, Vcc = 5 V
2. Mesuré à l'extrémité d'un câble optique HFBR-3500, avec un détecteur de grande surface
3. Pour convertir le μW en dB/m, le flux optique a pour référence le mW = 1000 μW

$$\phi \text{ (dB/m)} = 10 \log \frac{\phi\ (\mu W)}{\phi_0} \qquad (\phi_0 = 1000\ \mu W)$$

4. Mesuré à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m, avec un détecteur de grande surface.

FIGURE 7 – Spécifications d'un système à fibre optique à connecteurs encliquetables

Pour mesurer la valeur de courant la plus défavorable et déterminer les performances du câble, les termes de l'équation (1) doivent être remplacés par les valeurs minimales et maximales fournies par le tableau de la figure 7.

$$\phi_T \text{ max.} - \alpha_0 \text{ min.} (\ell - 0,5)^* \leqslant \phi_R \text{ max.} \quad (2)$$

$$\phi_T \text{ min.} - \alpha_0 \text{ max.} (\ell - 0,5)^* \geqslant \phi_R \text{ min.} \quad (3)$$

* ϕ_T tient compte d'une longueur de 0,5 m de câble.

L'équation (2) évite la surcharge du récepteur et l'équation (3) lui assure un flux à l'entrée suffisant. Pour que le système fonctionne correctement, les deux équations doivent être satisfaites simultanément.

Les courbes de la figure 9 résultent de la combinaison des équations (2) et (3) et les conditions d'excitation de l'émetteur de la courbe de la figure 8.

La figure 9 permet de déterminer graphiquement pour le cas le plus défavorable les limites du courant d'excitation nécessaire pour une longueur de câble particulière ou inversement à partir d'un courant déterminé les longueurs de câble admissibles.

CONSTITUTION D'UNE LIAISON

Le système de câble optique à connecteurs encliquetables Hewlett-Packard a de multiples applications dans les liaisons point à point. Certaines de ces applications nécessitent des connecteurs intermédiaires, des traversées de cloison ou des prolongateurs.

Lorsque les modules sont installés dans une enceinte fermée (figure 10), il est nécessaire d'utiliser une traversée de cloison, que vous pouvez vous procurer chez AMP, sous la référence 530570-1 et des connecteurs de même fabrication, référence 530954-2 (rouge).

Si l'on veut pouvoir réaliser des mesures indépendantes sur le câble et les modules, il est possible d'équiper le câble HFBR-3500 d'un prolongateur AMP, référence 530523-1, dans lequel on insère les connecteurs d'extrémité du câble, ce qui facilite dépannage et contrôle. On peut en effet séparer les deux éléments de câble pour détecter ou injecter les signaux optiques standard correspondant au mode de mesure de chaque module (figure 11).

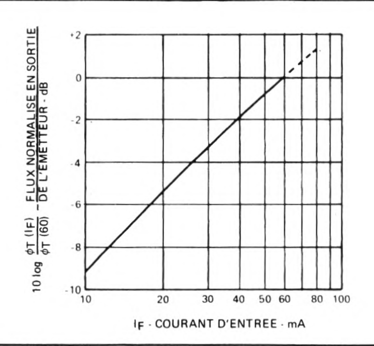


FIGURE 8 – Flux normalisé en sortie de l'émetteur en fonction du courant d'entrée

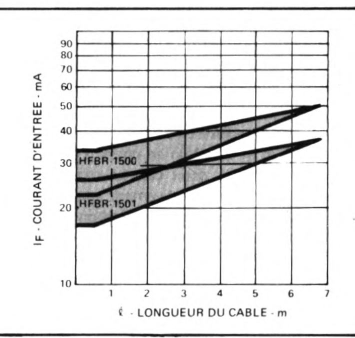


FIGURE 9 – Performance de la liaison avec récepteur HFBR-2500 et émetteur non compensé en température

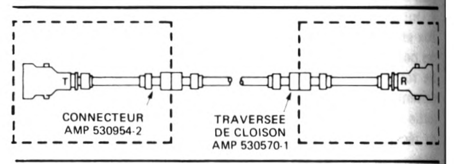


FIGURE 10 – Liaison comportant un câble et des connecteurs de cloison intermédiaires

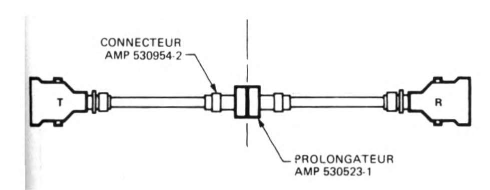


FIGURE 11 – Raccordement de deux segments de câbles d'une liaison par prolongateur

Comme dans tout montage, il est nécessaire d'établir le bilan de la liaison en tenant compte de toutes les pertes donc de mesurer les pertes réelles apportées par les éléments d'interconnexion.

Exemple : si l'on considère l'émetteur dans une liaison optique de 4 m possédant un connecteur intermédaire (en supposant α_{CC} = 1,5 dB), il doit émettre un flux maximal que l'on calcule à partir des équations (2) et (3).

La formule générale a pour expression lorsque l'on ajoute les pertes d'insertion du raccord :

ϕ_T (If) $- \alpha_{CC} - \alpha_0$ (ℓ – 0,5) = ϕ_R d'où

$$\phi_T \text{ (If) max.} = \phi_R \text{ max.} + \alpha_{CC} + \alpha_0 \text{ min.} (4 - 0{,}5)$$
$$= -12{,}5 + 1{,}5 + 0{,}3 \cdot 3{,}5$$
$$= -9{,}95 \text{ dBm}$$

et
$$\phi_T \text{ (If) min.} = \phi_R \text{ min.} + \alpha_{CC} + \alpha_0 \text{ min.} (4 - 0{,}5)$$
$$= -21 + 1{,}5 + 0{,}63 \cdot 3{,}5$$
$$= -17{,}3 \text{ dBm}$$

Avec un HFBR-1501, le courant d'entrée (60 mA) doit être réduit pour limiter le flux de sortie maximal de l'émetteur à – 9,95 dBm au lieu du maximum de – 8,4 dBm indiqué sur la fiche technique. Cette réduction de 1,55 dB correspond à 44 mA sur la figure 8.

Pour déterminer le courant de commande au niveau bas, soustraire les – 17,3 dBm correspondant à ϕ_T min. du minimum indiqué par la fiche technique soit [– 17,3 dBm -(- 14,8 dBm)] = – 2,5 dB. Cette réduction du flux en sortie de l'émetteur est obtenue en l'excitant sous 35 mA au lieu de 60 mA (figure 8).

A 4 m avec un connecteur intermédiaire dont les pertes α_{CC} sont de 1,5 dB, le courant dans le cas le plus défavorable peut être compris entre 35 et 44 mA avec un émetteur HFBR-1501 et un récepteur HFBR-2500.

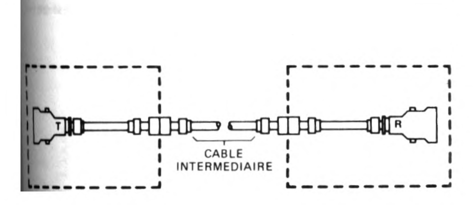


FIGURE 12 – Paramètres des pertes d'interconnexion

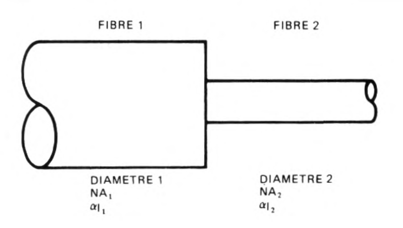


FIGURE 13 – Liaison constituée de deux câbles de diamètres différents

Il existe encore une méthode graphique pour calculer le courant d'entrée. On détermine tout d'abord les limites du courant nécessaire pour une liaison de 4 m sur la figure 9, puis à partir du graphique de la figure 8, on recherche la valeur du courant permettant d'accroître le flux optique de 1,5 dB pour compenser les pertes du connecteur.

Certains systèmes font appel à un type de câble optique intermédiaire différent sur la portion principale de la liaison, les câbles HFBR-3500 servant d'adaptateurs (figure 12). Les différences de caractéristiques entre deux types de câble peuvent être la source de pertes importantes aux interfaces (figure 13).

La figure 14 donne un tableau des pertes d'interface et l'atténuation linéique de quelques câbles : on peut ainsi évaluer leur aptitude à servir de liaison intermédiaire. Les pertes aux interfaces sont dues aux facteurs suivants :

1. à la désadaptation des indices de réfraction, α_I en dB

$$\alpha_I = 10 \log \frac{1 + \frac{2}{\alpha_2}}{1 + \frac{2}{\alpha_1}}$$

2. à la désadaptation due aux différences de diamètre, α_A en dB

$$\alpha_A = 20 \log \frac{D_1}{D_2}$$

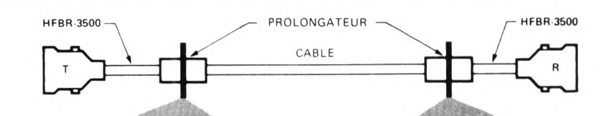
3. à la désadaptation due aux ouvertures numériques NA différentes, α_{NA} en dB

$$\alpha_{NA} = 20 \log \frac{NA_1}{NA_2}$$

Le calcul des pertes d'insertion totales à l'interface entre fibres ne dépend que de ces trois facteurs. Mis à part les deux raccords servant à relier les deux câbles HFBR-3500, il n'y a pas à tenir compte du désalignement des fibres dans le connecteur. A l'interface entre fibres de différents diamètres, les pertes sont essentiellement provoquées par la désadaptation des surfaces et les tolérances sur les connecteurs ne sont pas critiques. Dans le présent exemple, les sections de câble HFBR-0550 ont une longueur de 0,5 m. Dans les systèmes sur lesquels ces longueurs sont supérieures, les pertes supplémentaires dans le câble HFBR-3500 doivent être ajoutées.

La colonne «Pertes d'insertion totales» (figure 14) est la somme de toutes les pertes de désadaptation des câbles aux interfaces. Ces nombres théoriques permettent de calculer la longueur d'un câble particulier situé entre les modules émetteur et récepteur.

NOTE : Les valeurs fournies sont des valeurs typiques pour différents câbles, il est donc préférable d'utiliser les spécifications typiques de l'émetteur plutôt que les spécifications correspondant au min.-max. dans le cas le plus défavorable.



Type de câble	α_I	ϕ coeur mm	ON	Désadaptation			Att. par unité de longueur	Désadaptation			Pertes d'insertion totales (dB)
				Indice α_I (dB)	ϕ α_A (dB)	ON α_{NA} (dB)	α_0 (dB/m)	Indice α_I (dB)	ϕ α_A (dB)	ON α_{NA} (dB)	
Source HFBR-3500	100	1000	0,5	0	0	0	0,4	0	0	0	0
Galite 2000	100	1140	0,66	–	–	–	0,7	0	1,1*	2,4	3,5
DuPont PIR-140	100	368	0,5	0	8,7	0	0,25	–	–	–	8,7
Belden 221001	100	300	0,22	0	10,5	7,1	0,012	–	–	–	17,6
DuPont S120	100	200	0,42	0	14	1,5	0,035	–	–	–	15,5
Maxlite MSC200A	100	200	0,4	0	14	2	0,01	–	–	–	16
H-P HFBR-3200	10	100	0,3	0,71	20	4,4	0,022	–	–	–	24,4

* Pertes dues au foisonnement (0,71 dB) non compris.

FIGURE 14 – Pertes d'interconnexion du câble

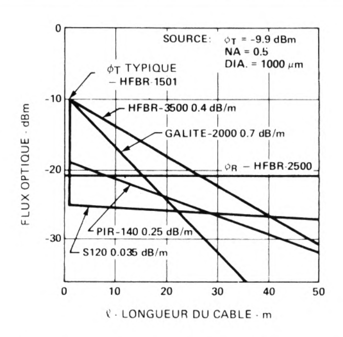


FIGURE 15 – Atténuation typique de différents types de câbles avec émetteur HFBR-1501

La figure 15 donne graphiquement les pertes d'interface typiques entre les fibres de différentes marques et l'émetteur HFBR-1501. Ces pertes sont constituées de l'atténuation due à la longueur des câbles (le câble HFBR-3500 est représenté sans connecteur intermédiaire). Elle indique en outre le flux minimal nécessaire au récepteur HFBR-2500.

Lorsque la liaison est constituée de câbles intermédiaires dont les fibres ont des diamètres différents comme sur la figure 12, et que l'on utilise des câbles HFBR-3500 en sortie de l'émetteur et en entrée du récepteur, les pertes amenées par les connecteurs intermédiaires doivent être prises en compte.

Les pertes d'insertion totales doivent être inférieures au rapport des flux pour que le système fonctionne. Le rapport des flux typiques dans un système constitué d'un émetteur HFBR-1501 et d'un récepteur HFBR-2500 doit être de :

$$-9{,}9 \text{ dBm} - (-21{,}1 \text{ dBm}) = 11{,}1 \text{ dB}$$

Considérons les trois câbles suivants du tableau de la figure 14 :

1. le câble Hewlett-Packard HFBR-3500
2. le câble Galite 2000
3. le câble DuPont PIR-140

L'atténuation du câble PIR-140 est plus faible que celle du câble HFBR-3500. Pour déterminer la distance de transmission typique, on utilise la formule du bilan de flux. La marge de flux est égale au rapport des flux moins la somme des pertes :

$$\alpha_M = \alpha_{FR} - (\alpha_{SL} + \alpha_0\, \ell)$$

avec

α_{SL} = pertes totales en dB

α_0 = atténuation du câble en dB/m

ℓ = longueur du câble en m

La longueur du câble en supposant α_{FR} = 11,1 dB est de

$$\ell = \frac{\alpha_{FR} - \alpha_{SL}}{\alpha_0}$$

ce qui donne pour le câble PIR-140 :

$$\ell = \frac{11{,}1 - 8{,}7}{0{,}25} = 9{,}6 \text{ m}$$

pour le câble Galite 2000 :

$$\ell = \frac{11{,}1 - 3{,}5}{0{,}7} = 10{,}9 \text{ m}$$

et pour le câble HFBR-3500 :

$$\ell = \frac{11{,}1 - 3}{0{,}4} = 20{,}3 \text{ m}$$

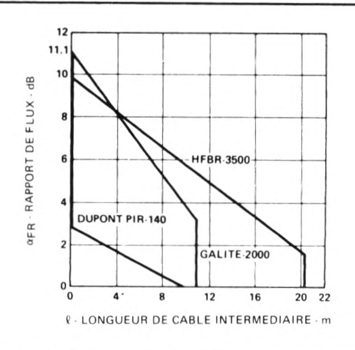


FIGURE 16 — Niveaux de flux pour différentes marques de câble

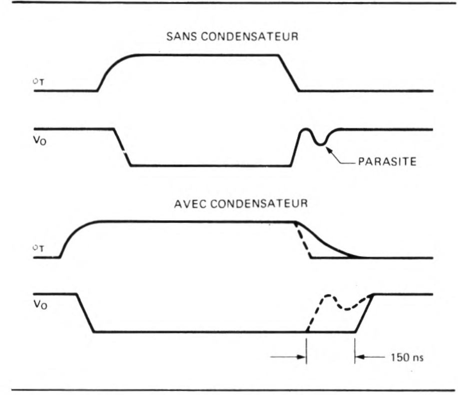


FIGURE 17 — Compensation du parasite sur le HFBR-2500

Les équations du bilan de flux permettent de tracer les graphes qui donnent les pertes d'insertion à l'interface des deux connecteurs et l'atténuation du câble (figure 16).

EXTENSION DES POSSIBILITES DU SYSTEME

La longueur d'une liaison dans le système HFBR-0500 est limitée par la gamme dynamique du récepteur. L'émetteur fournit un flux important qu'il est nécessaire de réduire pour éviter de saturer l'entrée du récepteur dont le niveau d'entrée est limité à – 12,5 dBm.

Surexcité, le récepteur HFBR-2500 provoque des distorsions d'impulsions et du fait que l'on travaille en niveau crête pour obtenir un temps de réponse court, l'amplificateur génère une suroscillation parasite.

Bien que les spécifications limitent le flux d'entrée pour éviter la saturation du récepteur, il est possible d'attaquer le récepteur sous des niveaux supérieurs aux limites fixées sans que ces effets se produisent. La suroscillation qui se produit toujours sur une transition bas-haut peut être éliminée (figure 17).

L'un des moyens utilisé consiste à prolonger le temps de descente du flux optique à l'entrée du récepteur en plaçant un condensateur de 1500 pF aux bornes de la DEL de l'émetteur, ce qui retarde la transition bas-haut en sortie du récepteur de 150 ns. Ces 150 ns allongent le temps de propagation (t_{PLH}) qui devient asymétrique et le système ne peut être utilisé qu'à des vitesses de transmission relativement faibles pour lesquelles le temps de propagation ne représente qu'un faible pourcentage de l'intervalle entre impulsions (figure 18).

Les caractéristiques de la liaison ne sont plus alors limitées par le flux à l'entrée du récepteur mais par sa sensibilité.

Pour calculer la longueur du câble dans le cas le plus défavorable, lorsque l'on emploie un condensateur pour limiter la bande passante d'un émetteur HFBR-1501, utiliser l'équation (3). Dans ce cas, la vitesse de transmission des données doit être inférieure à 1 Mbits/s :

$$-14{,}8 - 0{,}63\,.\,(\ell - 0{,}5) > 21$$

$$\ell = 10{,}3 \text{ m}$$

COMPENSATION EN TEMPERATURE

Les spécifications des émetteurs HFBR-1500 et 1501 indiquent des variations de flux de 6,4 dB dans le cas le plus défavorable pour compenser les écarts de fonctionnement, les tolérances en sortie, les effets de la température et les variations de couplage.

Dans le calcul des performances dans le plus mauvais cas d'un système quelconque, les tolérances et la gamme dynamique de chaque constituant amènent des éléments défavorables à la distance de transmission. Bien que la plupart des tolérances soient dues au processus de fabrication, certaines d'entre elles peuvent être réduites, en particulier celles dues aux effets de la température.

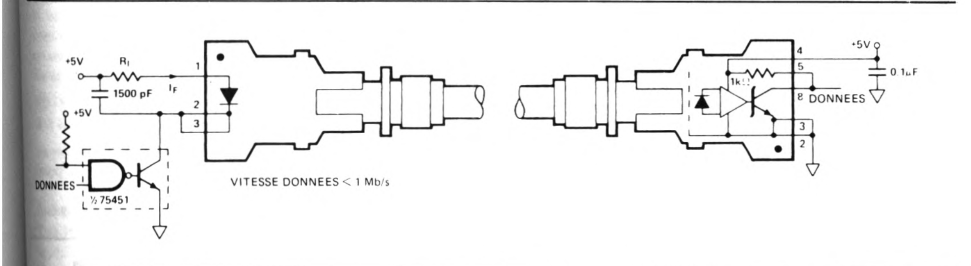


FIGURE 18 — Emetteur HFBR-1500 et -1501 avec condensateur de compensation (parasites)

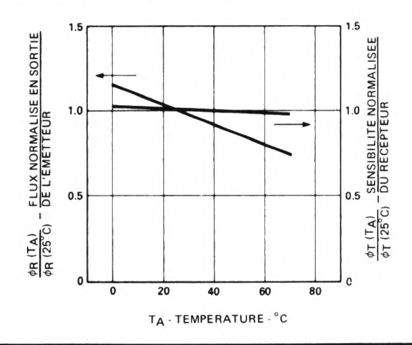


FIGURE 19 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur et sensibilité normalisée du récepteur en fonction de la température

La figure 19 montre que les effets de la température entrent en ligne de compte pour plus de 2 dB, soit le tiers de la variation de flux en sortie de l'émetteur; un circuit de commande compensé en température réduisant les variations de flux de 2 dB à 0,6 dB permet d'allonger la liaison de 4,5 m (1,5 dB/33 dBm/m) dans le cas le plus défavorable.

NOTE : L'influence de la température sur le câble et le récepteur est minime.

Une des méthodes de compensation consiste à utiliser la jonction base-émetteur d'un transistor dont le coefficient de température soit de — 2 mV/°C pour commander le courant dans la diode émettrice (figure 20).

Le courant collecteur du transistor a un coefficient de température positif qui peut être supérieur à celui du flux fourni par la diode. En ajustant la valeur de la résistance d'émetteur, il est possible de réduire le coefficient de température du flux en sortie (figure 21).

Sur les circuits de la figure 22, une résistance d'émetteur de 3,9 Ω a permis de réduire les variations dues à la température de 2,5 dB à 0,6 dB (figures 22, 23 et 24).

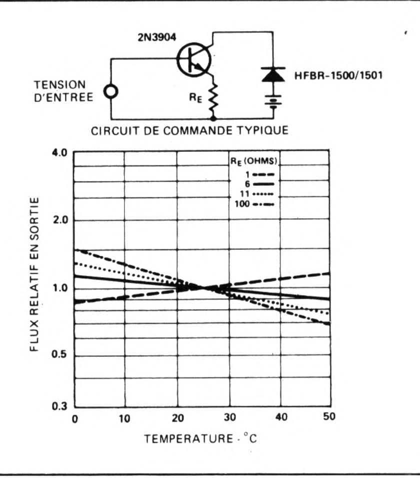


FIGURE 20 — Flux relatif en sortie en fonction de la température

Un autre système consiste à utiliser une résistance CTN pour compenser en température le flux en sortie de la DEL. Le schéma en est indiqué figure 25. La résistance fixe et la valeur de résistance de la CTN à 25°C déterminent le courant dans la diode. La résistance variable maintient le flux en sortie de la diode à un niveau constant malgré les variations de température. La diode au silicium en série avec le circuit inverseur de commande produit une tension résiduelle aux bornes de la DEL lorsque la porte logique conduit, permettant ainsi d'utiliser un circuit à collecteur ouvert.

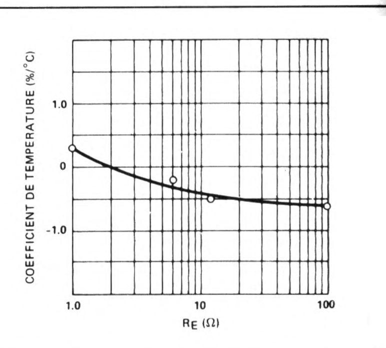


FIGURE 21 — Coefficient de température du transistor avec résistance d'émetteur

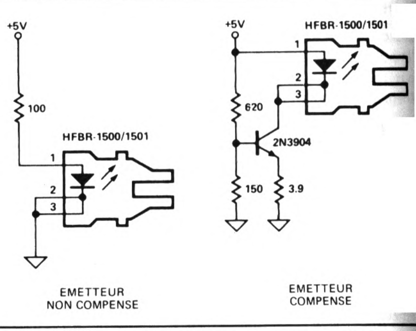


FIGURE 22 — Compensation en température

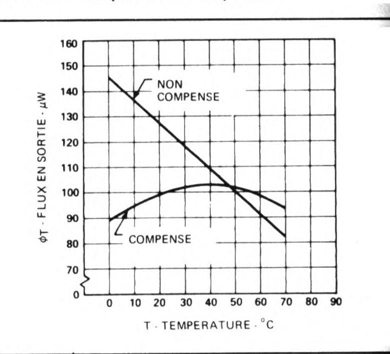


FIGURE 23 — Flux en sortie de l'émetteur en fonction de la température

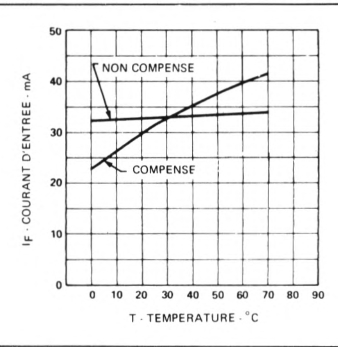


FIGURE 24 — Courant d'entrée de l'émetteur en fonction de la température

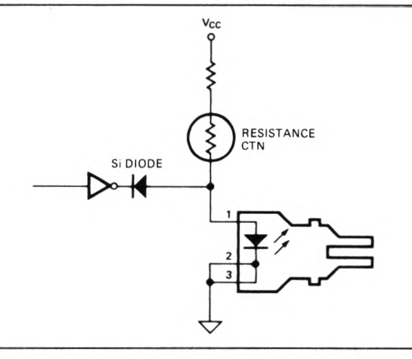


FIGURE 25 — Emetteur compensé en température par CTN

MONTAGE DES CONNECTEURS SUR LE CABLE

Les connecteurs se montent sur le câble à l'aide du kit de polissage Hewlett-Packard HFBR-4595, constitué d'un outil de polissage et de papier abrasif n° 600. La fixation du connecteur sur le câble se fait sans colle et le connecteur est immédiatement utilisable une fois l'extrémité de la fibre polie.

L'installation des connecteurs est facilitée par les outils de montage disponibles. La réalisation d'un câble équipé nécessite :

1. un câble à fibre optique HFBR-3590
2. un kit de polissage HFBR-4595 constitué de papier abrasif à grain fin de 600 et d'un outil de polissage
3. un connecteur gris HFBR-4501 avec sa ferrule à sertir
4. un connecteur bleu HFBR-4511 avec sa ferrule à sertir
5. une lame de rasoir
6. une pince à dénuder jauge 16 (1,32 mm^2)
7. une pince à sertissage AMP, référence 90364-1 ou 69876

Après avoir coupé la longueur voulue du câble HFBR-3590, enlever la gaine de protection sur environ 7 mm à chaque extrémité à l'aide de la pince à dénuder.

ATTENTION : Le coeur de la fibre optique est recouvert d'une gaine transparente qui, détériorée ou enlevée, laisse passer la lumière par ses parois. Dans un montage correct, cette gaine ne doit être ni rayée ni enlevée. Ceci est facilement vérifiable en dirigeant un faisceau lumineux dans l'axe de la fibre, tout défaut étant signalé par un point de lumière brillant sur la paroi. Aucun point brillant n'est toléré.

Introduire l'extrémité dénudée du câble dans la ferrule et le connecteur. La fibre optique doit dépasser l'embout du connecteur de 3 mm environ. Glisser la ferrule sur le connecteur (sans chevauchement sur le câble) et la sertir à l'aide de la pince.

NOTE : Le connecteur gris correspond à l'extrémité émetteur du câble, le connecteur bleu à l'extrémité récepteur.

La partie de fibre en excès doit être coupée à la lame de rasoir en la laissant dépasser d'environ 1,5 mm.

Insérer alors le connecteur à fond dans l'outil de polissage. S'en servir pour imprimer un mouvement en 8 à la fibre sur le papier abrasif jusqu'à ce que le connecteur affleure l'outil de sertissage; le polissage est alors terminé. L'extrémité de la fibre doit être plane sans irrégularités importantes.

NOTE : Les quatre points sous l'outil servent d'indicateur d'usure, remplacer l'outil dès que l'un des points a disparu.

L'outil de polissage doit être maintenu propre pour conserver les tolérances.

Le câble est alors utilisable.

Les pertes d'insertion des câbles restent constantes en polissant la fibre avec du papier abrasif n° 600. Le polissage peut être terminé avec du film de polissage à grains de 0,5 μm sur une plaque de verre. Le flux optique se trouve alors amélioré d'environ 10%, mais les variations de flux lumineux entre différents connecteurs peuvent être beaucoup plus grandes.

Il est possible d'utiliser de l'eau pour lubrifier le papier abrasif, on évite ainsi le bourrage et on prolonge sa durée.

Il est possible d'équiper le câble de connecteurs d'autres fabricants, ils doivent être montés selon les directives de ces derniers pour obtenir le meilleur résultat.

APPLICATIONS

Les DEL des émetteurs peuvent être commandées par des circuits TTL standard à collecteur ouvert, tels que les circuits 7407 qui peuvent débiter un courant I_{OL} de 40 mA. Si le courant nécessaire dépasse cette valeur, utiliser un circuit de la série 75450 (figure 26).

L'interface avec des circuits CMOS nécessite un amplificateur de commande compatible à fort courant, tel que le National DS3631N. La tension d'alimentation du récepteur doit être de + 5 Vcc, elle peut être fournie par une alimentation régulée par Zener ou un régulateur de tension à trois pattes de faible puissance (figure 27).

Il arrive dans certaines applications, qu'il faille transmettre des signaux analogiques sur un réseau optique numérique. Dans le cas de signaux analogiques à faible bande passante, un montage comme celui de la figure 28, constitué d'un VCO suivi d'un circuit d'interface à niveau TTL (74S124), permet de moduler la DEL de l'émetteur. Le signal analogique est reconstitué en sortie du récepteur par un discriminateur ou un circuit compatible TTL, tel que le NE560. Avec une modulation FM au lieu d'une modulation par impulsions à temps variable ou par impulsions de largeur variable, on élimine les effets des distorsions d'impulsions sur le récepteur.

Les interfaces standard en télécommunication, telles que le V24, sont facilement adaptables aux réseaux numériques à fibres optiques à l'aide de circuits intégrés d'interface standard. Les figures 29 et 30 donnent des schémas d'interface électriques. Tous les signaux de gestion nécessaires à l'échange des communications doivent répondre aux spécifications propres au bus utilisé (EIA, RS232C, V24, etc.).

L'échange de données peut aussi se faire entre stations équipées de plusieurs émetteurs et de plusieurs récepteurs câblés OU. Les figures 31 à 34 donnent plusieurs schémas de circuits utilisables dans de tels réseaux équipés de notre système de fibre optique à connecteurs enfichables.

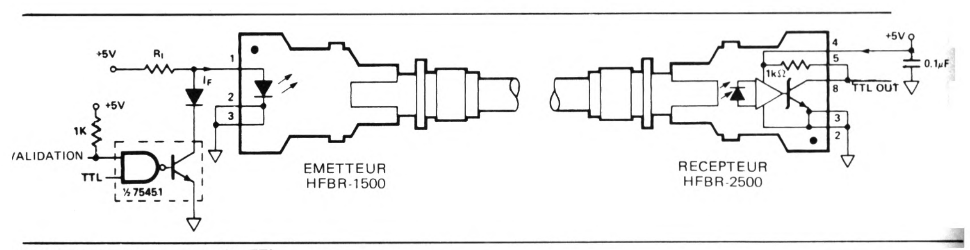


FIGURE 26 – Réseau compatible TTL

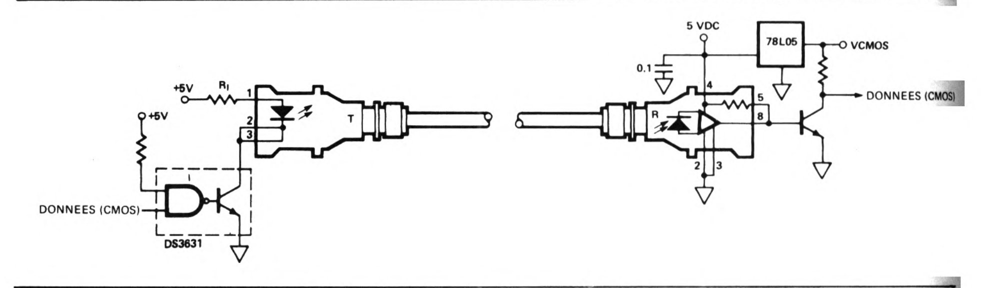


FIGURE 27 – Réseau compatible CMOS

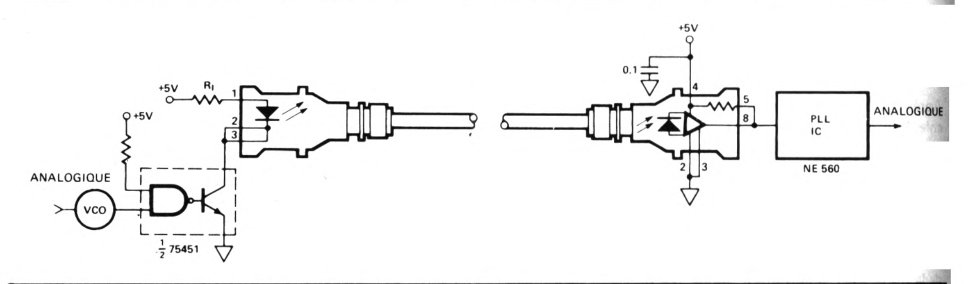


FIGURE 28 – Transmission de signaux analogiques

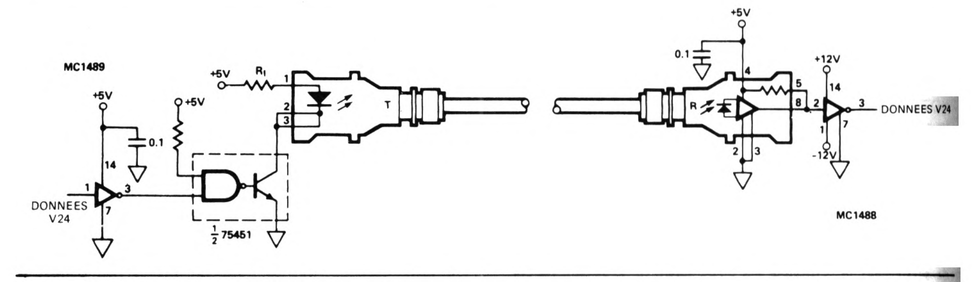


FIGURE 29 – Interface données V24

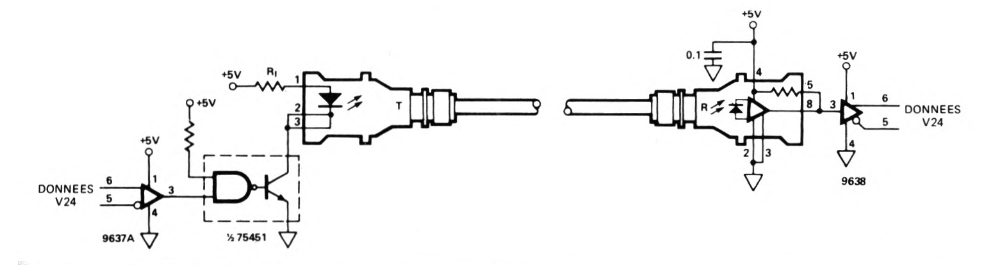


FIGURE 30 – Interface données RS-422

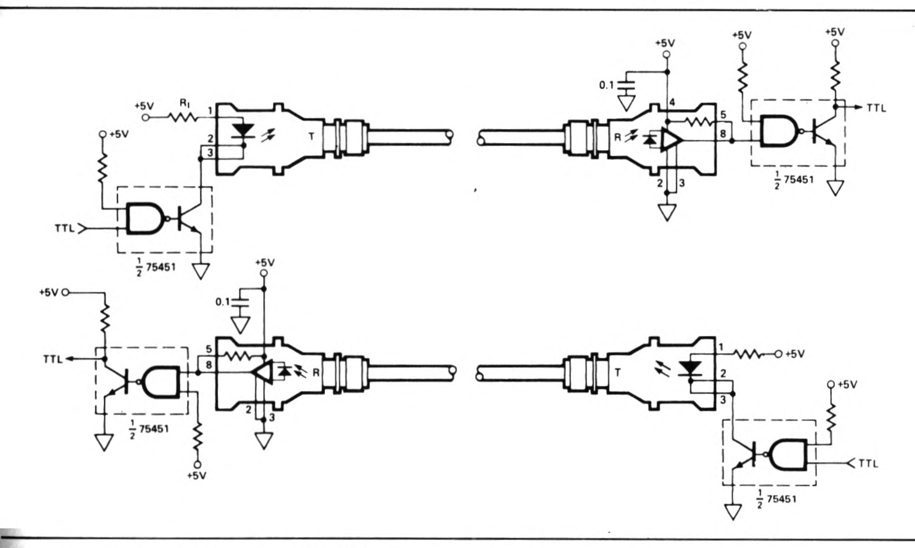


FIGURE 31 – Interface en duplex complet grande sortance

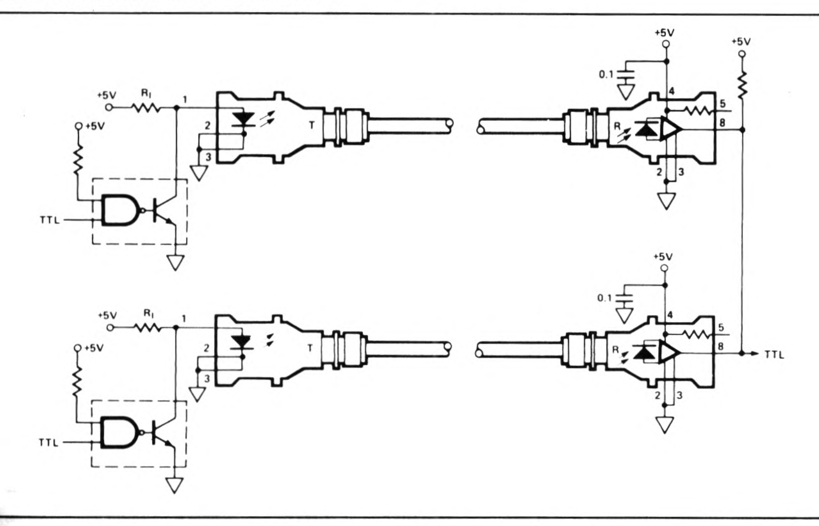


FIGURE 32 – Intersection logique compatible TTL de récepteurs avec émetteur attaqués en parallèle

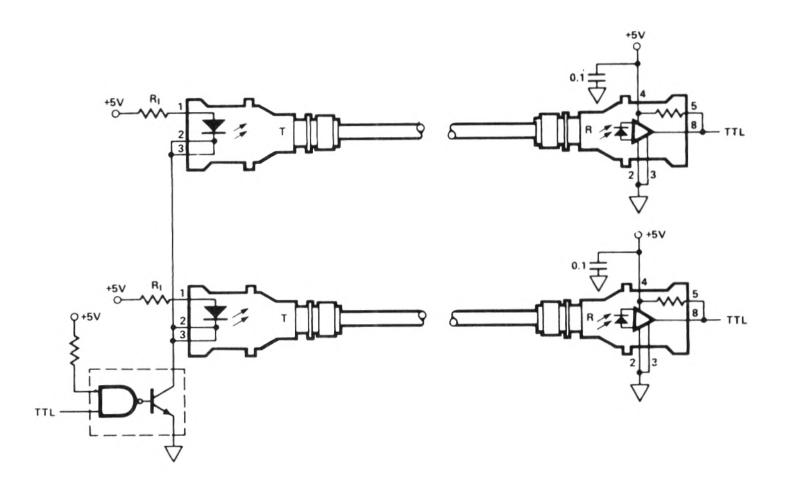


FIGURE 33 — Emetteurs multiples attaqués en série

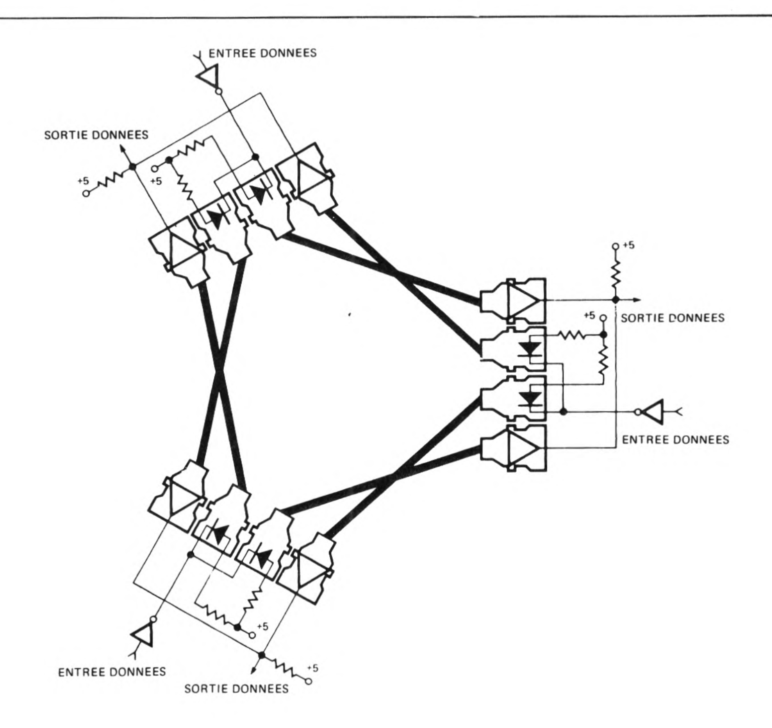
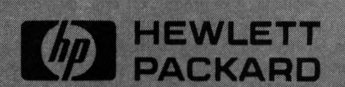


FIGURE 34 — Emetteurs multiples attaqués en série et récepteurs câblés OU dans un réseau de trois stations entièrement interconnectées



NOTE D'APPLICATIONS 1011

Conception et mise en œuvre du codeur incrémentiel HEDS-5000

INTRODUCTION

Un codeur d'arbre est un dispositif qui permet de transformer le mouvement circulaire d'un axe en signaux électriques.

La présente note concerne en particulier le codeur modulaire incrémentiel Hewlett-Packard HEDS-5000. Les explications qui suivent lui sont donc spécifiques et nécessitent une connaissance préalable du principe et des circuits connexes à ce type de codeur.

En première partie, la note analyse brièvement la conception et la théorie de fonctionnement du HEDS-5000. Dans sa deuxième partie, elle traite des impératifs de conception et analyse les différentes erreurs avec une étude détaillée des relations existant entre les paramètres mécaniques du moteur et l'accumulation des erreurs de codage. Plusieurs montages donnent des exemples pratiques d'utilisation des techniques présentées. Un paragraphe «Montage» traite du mode d'assemblage des différentes parties constitutives, des procédures d'essai, du dépannage et de la remise en état du codeur. En deuxième partie, est décrit un certain nombre de circuits et de logiciels utiles à l'interface entre le codeur et des systèmes numériques ou à base de microprocesseur. En annexe enfin, un guide de sélection présente les avantages et inconvénients de différents codeurs et un tableau donne un choix préférentiel des moteurs convenant à l'entraînement du codeur HEDS-5000.

DESCRIPTION

Un codeur d'arbre utilisé dans un système, comme une commande à servomoteur, permet de constituer une boucle à partir de composants numériques comme par exemple un microprocesseur, au lieu d'un amplificateur à servomécanisme, réduisant ainsi le coût du circuit. La figure 1 illustre une boucle d'asservissement numérique typique.

Un codeur optique présente un certain nombre d'avantages par rapport aux autres systèmes de codeurs : il n'y a pas de contacts mécaniques, le système est donc dénué de frottements d'où moindre inertie et fonctionnement plus sûr. La vitesse de codage est grande et l'influence du bruit est extrêmement faible.

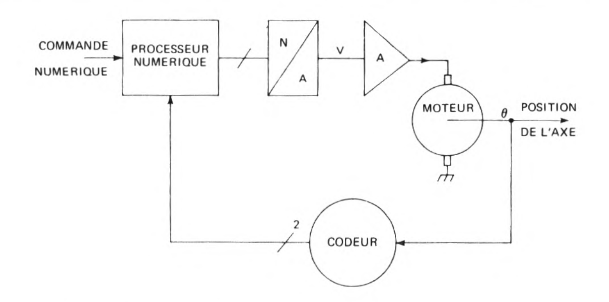


FIGURE 1 – Schéma de principe de la commande numérique du moteur

Le HEDS-5000 correspond à un type particulier de codeur incrémentiel modulaire. Deux voies similaires fournissent des signaux en quadrature (déphasés de 90°) permettant de déterminer vitesse et sens de rotation. Le signal numérique en sortie est compatible avec les logiques LSTTL.

Le kit du codeur modulaire comprend trois parties à assembler :

1. Le corps du codeur contenant la platine de mise en phase, les détecteurs et les circuits intégrés.

2. La roue codeuse à monter sur l'axe.

3. Le sous-ensemble émetteur, comportant deux sources de lumière (DEL), qui s'encliquette sur le corps pour constituer un ensemble à l'abri de la poussière.

Le codeur assemblé a un diamètre d'environ 28 mm et une longueur de 18 mm. Les raccordements électriques sont réalisés à l'aide d'un câble en nappe de 60 cm de longueur.

Les paramètres électriques et dimensionnels sont fournis dans la fiche technique du HEDS-5000.

THEORIE DE FONCTIONNEMENT

Un codeur optique est basé sur l'occultation cyclique d'un faisceau lumineux par une roue codeuse animée d'un mouvement rotatif. Pour obtenir une résolution supérieure pour un diamètre donné, à celle atteinte par une méthode d'occultation directe du faisceau, un masque, constitué par une platine de mise en phase, est placé sur le chemin du faisceau lumineux devant les détecteurs de lumière. La disposition des fenêtres de la platine de mise en phase et de la roue codeuse est similaire : lorsque ces fenêtres sont observées en enfilade, il se produit un effet de moirage. La lumière émise par une DEL n'atteint les détecteurs que lorsque les fenêtres de la roue codeuse et de la platine de mise en phase sont alignées, et comme la roue codeuse tourne, le détecteur reçoit des impulsions lumineuses séparées par des noirs.

L'augmentation de la résolution du codeur et la réduction de l'intervalle entre les fenêtres de la roue rendent le fonctionnement correct du codeur très sensible à la collimation de la lumière émise à travers la roue codeuse et la platine de mise en phase, et à l'écartement de ces dernières. Pour rendre plus sûr le fonctionnement, le codeur est équipé d'émetteurs de lumière ponctuels et d'un système de lentilles de collimation ayant de très faibles aberrations ce qui permet un plus grand écart entre la roue codeuse et la platine de mise en phase tout en rendant le codeur moins sensible au jeu longitudinal de l'axe.

Chaque voie comporte deux photodétecteurs disposés de telle façon que l'un soit éclairé et l'autre non. Les courants qu'ils fournissent sont amplifiés par un amplificateur différentiel (push-pull) qui limite la sensibilité du système aux variations de niveau lumineux des DEL et évite ainsi l'emploi d'un système de réglage de gain. Le signal numérique est obtenu sur chaque voie par l'entremise d'un comparateur qui se commute lorsque les valeurs analogiques sont égales. Ce comparateur fournit un signal compatible LSTTL.

Le schéma de principe du HEDS-5000 est illustré figure 2.

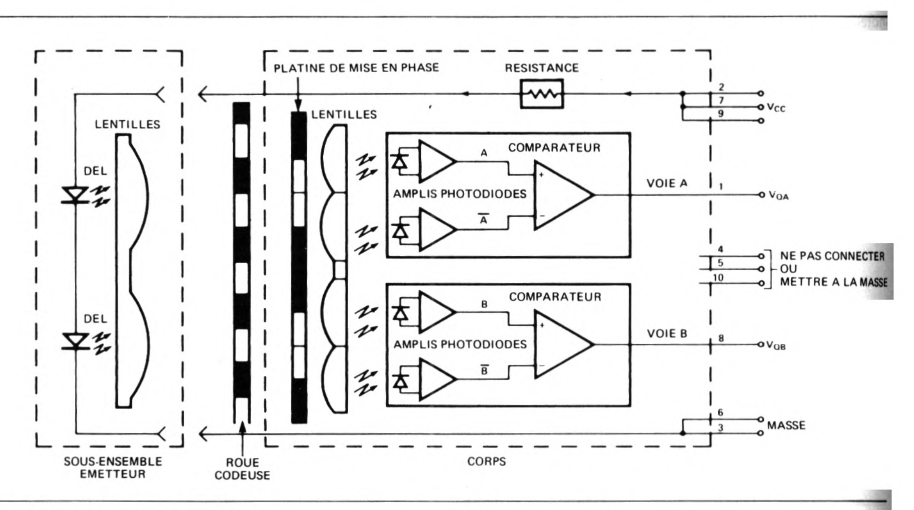


FIGURE 2 — Constitution du HEDS-5000

REMARQUES SUR LE CHOIX DES CODEURS ET LES CAUSES D'ERREUR

Dans la majorité des systèmes de mesure, le procédé de codage n'est pas exempt d'erreurs dont il est important de connaître les causes et de comprendre les effets pour pouvoir choisir le codeur approprié et définir les caractéristiques mécaniques auxquelles doit répondre l'axe du moteur sur lequel doit être monté le codeur.

DEFINITIONS

Degré d'angle :
Unité mécanique de rotation de l'axe : une révolution = 360 degrés.

Capacité de comptage de la roue codeuse (N) :
Correspond au nombre de paires fenêtre-intervalle sur la périphérie de la roue codeuse, c'est-à-dire : N = 500 pour le HEDS-5000.

Cycle :
Portion de la forme d'onde en sortie correspondant à la période de passage et d'occultation de la lumière sur une paire de détecteurs : il y a N cycles par tour d'axe.

Degré électrique :
Unité de mesure de la forme d'onde en sortie : 1 cycle = 360 degrés électriques = 360/N degrés d'angle.

Durée des impulsions et des états logiques :
Voir les définitions données par la figure 3.

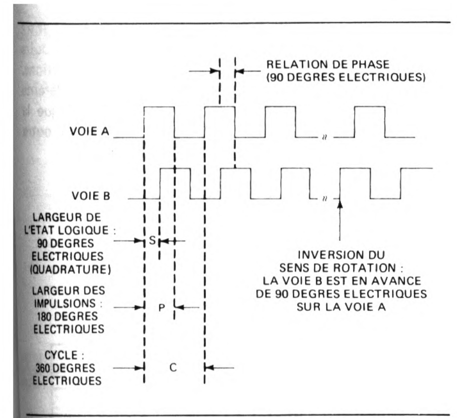


FIGURE 3 – Formes d'ondes en sortie

Phase :
Angle en degrés électriques entre le centre de l'impulsion de la voie A et le centre de l'impulsion correspondante de la voie B.

Résolution :
Le plus petit écart angulaire détectable. Peut s'exprimer soit en nombre de transitions en sortie pour un tour complet, soit par l'écart angulaire entre deux transitions successives.

CARACTERISTIQUES DE CODAGE

Chaque révolution correspondant à 500 cycles, il existe 500 valeurs pour chaque paramètre de codage. Les erreurs de codage indiquées dans la fiche technique du HEDS-5000 sont déterminées de la façon suivante :

Erreur typique :
Correspond à la valeur moyenne (pour un grand nombre de codeurs) de l'erreur maximale observée pour un tour sur chaque codeur.

Erreur maximale :
La plus forte erreur observée sur le lot de codeurs ci-dessus.

NATURE STATISTIQUE DES ERREURS

Sur un codeur modulaire, les caractéristiques de codage d'un dispositif particulier ne peuvent être mesurées directement qu'une fois celui-ci assemblé dans un système. Il est utile de pouvoir en prévoir les performances, mais les erreurs n'étant pas déterminables avec certitude, leur étude statistique donnera en général une approximation suffisante sur le comportement d'un lot important. La distribution des caractéristiques des composants est en général gaussienne et peut être déterminée par sa moyenne ($\bar{E}$) et l'écart type (σ). Dans le cas du codeur, $\bar{E}$ se définit comme étant la moyenne des valeurs absolues des erreurs.

Lorsque deux ou plusieurs facteurs se combinent pour en générer un supplémentaire, leurs erreurs peuvent s'additionner soit vectoriellement, soit algébriquement. Si la combinaison est vectorielle, l'erreur résultante peut être supérieure ou inférieure à l'erreur originelle (quelque fois nulle). Par exemple, l'excentricité résultant du montage de la roue codeuse, qui possède elle-même une certaine excentricité, et de l'excentricité propre à l'axe est une combinaison vectorielle. Une combinaison algébrique se produit quand deux erreurs ont une erreur résultante de valeur toujours plus grande, comme c'est le cas lorsqu'une erreur sur une largeur d'impulsion se combine avec une erreur sur la phase pour donner l'erreur sur la durée des états logiques.

Lorsque l'on estime que la distribution d'une erreur découle de telles combinaisons, utiliser les formules suivantes :

1. La nouvelle moyenne correspond :

   a. soit à la somme algébrique des moyennes

   $$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 + \ldots\ldots + \bar{E}_n$$

   b. soit à la racine carrée de la somme vectorielle des carrés

   $$\bar{E}_T = \sqrt{\bar{E}_1{}^2 + \bar{E}_2{}^2 + \ldots\ldots + \bar{E}_n{}^2}$$

2. Le nouvel écart type découle de l'équation :

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_1{}^2 + \sigma_2{}^2 + \ldots\ldots + \sigma_n{}^2}$$

CONCEPTION DU CODEUR

Sur un codeur d'arbre modulaire, les performances dépendent plus de l'assemblage et des tolérances axiales que sur un codeur tout monté ayant son axe propre et ses paliers propres. Ces facteurs, joints à la vitesse de rotation de l'axe, à la température et à d'autres paramètres, s'ajoutent aux caractéristiques intrinsèques du codeur pour affecter sa précision résultante. Une étude quantitative des relations entre l'environnement et la précision ne peut se faire que sur un type de codeur particulier (le HEDS-5000 dans notre cas), bien que le concept puisse être appliqué à d'autres types de codeurs.

Le tableau 1 résume les relations entre les paramètres de codage et les phénomènes extérieurs qui les affectent. Les croix indiquent le paramètre affecté. Comme on le voit, l'uniformité du cycle est pratiquement indépendante des facteurs extérieurs aù codeur, alors que la durée des états logiques qui correspond à la somme de toutes les transitions dépend de presque tous.

Excentricité et jeu radial

L'excentricité joue surtout sur les erreurs de position, de phase et d'états logiques. L'étude quantitative de ce facteur se trouve au paragraphe «Erreurs intrinsèques aux codeurs».

L'excentricité de l'arbre qui affecte les performances du codeur provient de la combinaison des quatre facteurs indépendants suivants :

1. L'excentricité, désaxement cyclique dans la rotation de l'axe.

2. Le jeu radial, mouvement aléatoire provenant des tolérances sur les paliers et du balourd.

3. Les tolérances de sous-dimensionnement du diamètre de l'axe provoquant un désaxement cyclique dû au montage de la roue codeuse sur un arbre de diamètre faible quoique dans les tolérances.

4. Le montage de la roue codeuse sur son axe creux amenant un désaxement cyclique de la roue codeuse dû au décentrage de la roue codeuse par rapport à son axe creux.

Jeu axial de l'arbre

Ce jeu agit principalement sur la phase (ou la quadrature) entre les deux voies du codeur et de moindre façon sur la largeur des impulsions. En plus de considérations sur la gigue de phase, le jeu doit être limité à moins de 0,5 mm à cause des contraintes mécaniques du codeur. Le processus de montage préconisé permet de maintenir l'axe au plus près de la platine de mise en phase assurant ainsi la protection de cette dernière et de la roue codeuse. Le déplacement se fait donc toujours dans le sens de l'accroissement de l'intervalle roue codeuse-platine de mise en phase, améliorant ainsi la sécurité sans altérer les tolérances sur la largeur des impulsions. Lorsque le jeu maximal admissible est dépassé, l'axe creux peut venir en contact avec le sous-ensemble émetteur ce qui, sans être catastrophique, n'est pas recommandé.

Vitesse de rotation et température

Les mesures de précision en position et en cycle sont réalisées entre deux transitions concordantes des formes d'ondes en sortie et sont pratiquement indépendantes de la vitesse de rotation. Le comptage des cycles (par déclenchement d'un compteur TTL, par exemple) ne nécessite qu'un intervalle très court entre deux transitions logiques, la fréquence de comptage peut atteindre typiquement 200 kHz avant de perdre sa validité.

D'un autre côté, la largeur des impulsions est mesurée entre deux transitions différentes et la précision se trouve réduite par toute variation du temps de propagation des transitions. Cette différence de durée devient une partie prépondérante de la largeur de l'impulsion au fur et à mesure que la fréquence croît. Le temps de propagation est en outre légèrement affecté par les variations de température.

Tableau 1

CARACTERISTIQUES DE CODAGE	FACTEURS NON CONTROLABLES PAR LE FABRICANT				
	EXCENTRICITE	JEU AXIAL	VITESSE DE ROTATION	TEMPERATURE	MONTAGE
Précision en position	X				
Uniformité des cycles	X				
Largeur d'impulsion			X	X	
Phase	X	X			X
Largeur de l'état	X	X	X	X	X

Montage

Le montage du HEDS-5000 ne nécessite qu'un seul réglage qui consiste à ajuster au mieux la phase entre les deux voies. Cette mise en phase consiste à aligner l'axe de la platine de mise en phase avec celui de la roue codeuse. La phase moyenne doit être ajustée à 90 degrés. L'erreur sur cette valeur peut être limitée à 10 degrés en visualisant les signaux de sortie sur un oscilloscope. Le réglage peut être affiné en utilisant le phasemètre à moyenne dont le schéma est donné figure 11.

ERREURS DUES AU CODEUR

Les caractéristiques de chaque codeur sont entachées d'erreurs du fait des relations intervenant entre les composants internes et l'environnement. Comme nous l'avons montré précédemment, les erreurs de codages sont produites par plusieurs facteurs extérieurs. L'étude qui suit définit ces défauts du codeur, détermine les principaux facteurs contribuant aux erreurs et donne des exemples de calcul si nécessaire.

Erreur en position

L'erreur en position s'exprime en minutes d'arc ou en degrés électriques, elle se définit comme étant la différence entre la position réelle de l'arbre et sa position théorique en observant le signal en sortie du codeur. La figure 4 représente l'erreur de position d'une roue codeuse ayant 8 cycles par révolution. L'erreur de positionnement provient tout d'abord de l'excentration de la roue codeuse en rotation par rapport à l'axe de la platine de mise en phase et aux détecteurs. L'effet de l'excentricité est inversement proportionnel au diamètre de la roue codeuse. L'erreur en position résultante, $\Delta\theta$, se calcule avec la formule :

$$\Delta\theta = \frac{kE}{R} \text{ en degrés}$$

N = 8 CYCLES

1 CYCLE

ORTIE CODEUR RFAIT — 0 1 2 3 4 5 6 7 0

0 90 180 270 360 — ROTATION DE L'AXE EN DEGRES D'ANGLE

ORTIE CODEUR RMAL — 1 2 3 4 5 6 7 0

Δθ ERREUR DE POSITIONNEMENT

FIGURE 4 — Ecart en position du codeur en fonction de l'angle de rotation

où $k = \frac{360}{2\pi}$

E = excentricité en mm

R = rayon de la roue codeuse (10,9 mm (10,9 mm pour le HEDS-5000)

Un facteur de sensibilité, Q_p, peut être déterminé pour évaluer la contribution de l'excentricité à l'erreur de position.

$$Q_p = \frac{k}{R} = 5{,}3 \text{ degrés d'angle par mm d'excentricité pour le HEDS-5000}$$

La gravure de la roue codeuse et de la platine de mise en phase contribue elle aussi à l'erreur de positionnement, mais les erreurs étant très faibles, ce facteur peut être négligé.

L'erreur en position n'intervient que dans les systèmes exigeant une très grande résolution de positionnement. L'exemple qui suit permet d'évaluer cette erreur sur un HEDS-5000 dont la roue codeuse est animée d'un mouvement de rotation excentré.

Calcul de l'erreur en position

1. Facteurs contributifs : le tableau 2 donne les valeurs des facteurs contributifs, en accord avec les conditions de fonctionnement recommandées du HEDS-5000 (voir fiche technique). L'influence du montage de la roue codeuse sur son axe creux est évaluée empiriquement.

Tableau 2

FACTEUR CONTRIBUTIF	MOYENNE $\bar{E}$	ECART TYPE σ
Roue codeuse-axe creux	0,040 mm	0,015 mm
Excentricité de l'axe	0,020 mm	0,005 mm
Sous-dimensionnement du diamètre de l'axe	0,015 mm	0,010 mm

Le jeu axial n'est pas pris en compte du fait de sa nature aléatoire. Les trois facteurs mis en jeu produisent des erreurs cycliques prévisibles s'additionnant vectoriellement. Le jeu radial amène des erreurs sur la phase et sur la largeur des états logiques, comme on le verra plus loin.

2. Additionner les erreurs selon la méthode indiquée précédemment (nature statistique des erreurs) pour calculer la somme vectorielle des moyennes :

$$\bar{E}_T = \sqrt{\bar{E}_1^2 + \bar{E}_2^2 + \bar{E}_3^2} = 4{,}7 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

Calculer l'écart type :

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2} = 1{,}9 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

3. Pour déterminer la précision du codeur, il est nécessaire de multiplier $\bar{E}_T$ et σ_T par le facteur d'excentricité, Q_p, qui permet d'évaluer l'erreur en position, or

Q_p = 5,3 degrés d'angle par mm d'excentricité

sur le HEDS-5000. L'erreur de position moyenne, $\Delta\theta$, est alors de :

$$\Delta\bar{\theta} = \bar{E}_T\ Q_p$$

$$= (4,7 \times 10^{-2}\ \text{mm})\ (5,3\ \text{degrés d'angle/mm})$$

$$= 0,25\ \text{degrés d'angle}$$

soit 15 minutes d'arc,

et l'écart type de :

$$\sigma(\Delta\theta) = \sigma_T\ Q_p$$

$$= (1,9 \times 10^{-2}\ \text{mm})\ (5,3\ \text{degrés d'angle/mm})$$

$$= 0,1\ \text{degré d'angle}$$

soit 6 minutes d'arc.

L'erreur maximale de positionnement, $\Delta\theta_{max}$, a pour valeur approximative :

$$\Delta\theta_{max} = \Delta\bar{\theta} + 2\ [\ \sigma(\Delta\theta)\ ]$$

$$= 0,25 + 2\ (0,1)\ \text{degrés d'angle}$$

$$= 27\ \text{minutes d'arc}$$

soit 225 degrés électriques

(98% de la distribution normale se retrouvera dans $\bar{x} + 2\sigma$)

La relation entre l'excentricité de l'arbre et la précision du fonctionnement est indiquée figure 5. L'erreur résiduelle sur le positionnement (excentricité de l'arbre = 0, figure 5) indique la contribution de l'ensemble roue codeuse- axe creux à l'erreur en position. Pour les autres valeurs d'excentricité, la courbe tient compte à la fois de l'excentricité de l'arbre et de son sous-dimensionnement. $\bar{E}_T + 2\ \sigma_T$ dans notre exemple indique une excentricité max. de 0,085 mm ce qui correspond à environ 27 minutes d'arc sur la courbe typique. La courbe de percentile 99 donne une indication sur la distribution en cours de fabrication, elle donne l'accroissement de l'erreur de la position résiduelle.

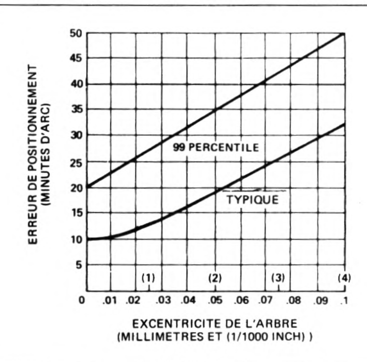


FIGURE 5 – Erreur de positionnement en fonction de l'excentricité de l'arbre

Erreurs sur le cycle

Chaque cycle comporte 360 degrés électriques. Cependant, le nombre de degrés mécaniques correspondant à chaque cycle peut s'écarter de sa valeur idéale, 360/N. L'erreur sur un cycle, ΔC, est exprimée en général en degrés électriques, d'où l'erreur équivalente en degrés d'angle :

$$\text{Erreur angulaire sur un cycle} = \frac{\Delta C}{500}$$

La qualité de la gravure de la roue et de la platine de mise en phase est le facteur primordial agissant sur l'erreur sur le cycle. Les valeurs de ce paramètre sont indiquées dans la fiche technique du HEDS-5000. L'excentricité a une incidence insignifiante sur l'erreur sur le cycle ce qui permet de ne pas la calculer.

Erreurs sur la largeur d'une impulsion

L'erreur sur la largeur d'une impulsion correspnd à l'écart maximal entre sa largeur réelle et sa largeur théorique de 180 degrés électriques.

Bien que l'usage d'amplificateurs différentiels réduise la sensibilité aux tolérances sur les composants et les circuits, certaines erreurs résultent de l'impact irrégulier de la lumière sur les détecteurs différentiels ou du déséquilibre entre les éléments de l'amplificateur différentiel. Une erreur supplémentaire peut s'observer si dans la plage de température préconisée, le codeur tourne à grande vitesse. Cet effet est dû aux retards de propagation inégaux des fronts montants et descendants des trains d'impulsions numériques. Comme pour la plupart des paramètres des circuits intégrés, cette différence entre temps de propagation dépend de la température. Presque égaux à 25°C, ces temps de propagation ne le sont plus, que la température croisse ou décroisse. Les équations qui suivent montrent l'influence de la température et de la fréquence sur la largeur des impulsions.

$$\Delta P = \alpha \times \Delta T \times f$$

où ΔP (degrés électriques) = variations de largeur de l'impulsion dues aux conditions de fonctionnement

ΔT (°C) = $T_{fonctionnement} - 25$

f (Hz) = fréquence de sortie

$$= \left[\frac{\text{vitesse de rotation (t/mn)}}{60}\right] 500$$

α = coefficient de température (fourni par la fiche technique)

α a une valeur typique de 10^{-5} degrés électriques/°C x Hz, mais ce paramètre peut atteindre une valeur maximale de $2,5 \times 10^{-5}$ degrés électriques/°C x Hz.

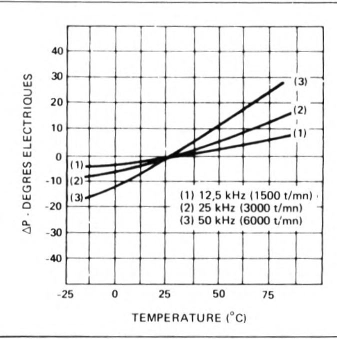


FIGURE 6 – Variation de la largeur des impulsions en fonction de la température

La figure 6 indique les effets de la température et de la vitesse de rotation sur la largeur des impulsions.

Erreur sur la phase

L'erreur sur la phase correspond à l'écart maximal du déphasage entre les voies A et B par rapport à leur déphasage théorique de 90 degrés électriques.

La phase, à strictement parler, n'est pas un paramètre de codage, puisqu'elle n'atteint pas la valeur de deux transitions. Mais comme elle contribue directement à l'erreur sur la largeur des états logiques, il est important de connaître son mécanisme.

La phase moyenne de la plupart des systèmes de codeurs est réglée au cours du montage pour s'approcher au plus près de sa valeur théorique de 90 degrés. Ceci permet de moyenner plus facilement les variations cycliques de la phase pendant la rotation de l'axe. C'est pourquoi, l'intérêt du modèle concerne en priorité la valeur de la variation de la phase due aux mouvements aléatoires de l'arbre pendant sa rotation.

L'instabilité de phase entre les deux voies du codeur est due aux déplacements radial, axial et à l'excentration des fenêtres de la roue codeuse par rapport à la platine de mise en phase.

Erreurs sur la phase dues au jeu radial

Le jeu radial et l'excentricité vont modifier la phase d'une valeur inversement proportionnelle au carré du rayon de la roue codeuse.

$$\Delta\phi_R = \frac{K_2\,NE}{R^2}$$

On peut définir un facteur de sensibilité, Q_e, pour permettre d'évaluer la contribution du jeu radial et de l'excentricité sur l'erreur sur la phase.

$$Q_e = \frac{K_2\,N}{R^2}$$

= 500 degrés électriques par mm
(typique sur le HEDS-5000)

La contribution de l'erreur sur la phase à l'erreur sur la largeur de l'état logique est calculée dans l'exemple de calcul de l'erreur sur la largeur de l'état, elle se partage entre l'excentricité cyclique et le jeu radial aléatoire de l'axe.

Erreur sur la phase due au jeu axial

Le jeu axial provoque une modification de la phase lorsque les faisceaux lumineux éclairants les deux voies ne sont pas parfaitement parallèles. L'équation représentant cette variation de phase est la suivante :

$$\Delta\phi_A = \Delta G \times Q_{ma}$$

où ΔG = variation d'écartement roue codeuse-platine de mise en phase due au jeu axial (mm)

Q_{ma} = facteur de désalignement (degrés électriques/mm)

La valeur typique de Q_{ma} observée sur un lot de HEDS-5000 est de :

$$Q_{ma} = 20 \text{ degrés/mm}$$

Erreur totale sur la phase

L'erreur totale sur la phase est égale à la somme vectorielle des erreurs dues au jeu radial et aux déplacements axiaux :

$$\Delta\phi_T = \sqrt{\Delta\phi_R^2 + \Delta\phi_A^2}$$

Erreur sur la largeur de l'état logique

L'erreur sur la largeur de l'état logique est l'écart maximal observé entre sa valeur réelle et sa valeur théorique de 90 degrés électriques.

Puisque la largeur d'un état logique est la combinaison de toutes les transitions du codeur, tous les facteurs agissant sur la largeur de l'impulsion et sur l'erreur sur la phase, participeront à l'erreur sur la largeur de l'état logique. Ces contributions aux erreurs peuvent se classer en trois catégories. La première comprend la contribution de l'excentricité dont le résultat provoque des erreurs cycliques comme nous l'avons montré au paragraphe traitant des erreurs sur la position. La seconde concerne les facteurs produisant des erreurs aléatoires. La troisième comprend tous les facteurs dus à la conception du codeur comme la qualité des lentilles, les caractéristiques de commutation des circuits intégrés et leur hystérésis. Sur le HEDS-5000, l'influence d'ensemble de ces facteur provoque une erreur moyenne de 12 degrés électriques.

L'étude quantitative des effets de ces facteurs sur l'erreur sur l'état logique fait l'objet des paragraphes suivants.

EXEMPLES DE CALCUL

Les exemples qui suivent ont pour but d'étudier l'erreur sur la largeur de l'état logique d'un lot de codeurs. La largeur de l'état logique est fondamentale dans les informations de direction. Il faut donc en conserver un minimum quelles que soient les conditions de fonctionnement. La valeur de ce minimum peut varier de 1 à 20 degrés électriques ou plus, elle dépend du type de circuit de comptage utilisé sur lequel

les informations de direction puissent être obtenues. Nous allons étudier deux types d'approches pour réaliser cette analyse. En premier, nous évaluerons la largeur de l'état logique à la température ambiante normale, sans tenir compte des vitesses extrêmes. Dans le second exemple, nous tâcherons de répondre à la question : «Quelles doivent être les conditions de mesure limites à l'ambiante pour conserver une largeur minimale aux états logiques lorsque l'on se trouve en extrémité de gamme de températures ou de vitesses ?».

Les valeurs de paramètre nécessaires aux calculs ne sont pas toutes fournies par la fiche technique. Quand elles existent, on utilise celles données dans la fiche technique sinon, les données nécessaires ont été empiriquement évaluées à partir d'essais en production. Les valeurs relatives aux variables intéressant l'axe doivent être estimées ou mesurées par l'utilisateur. Les valeurs utilisées ci-après se rapportent à un lot d'un type de moteur particulier monté sur un HEDS-5000 fonctionnant dans les conditions recommandées. Les exemples supposent que la phase a été ajustée pendant le montage pour que l'erreur de phase moyenne sur 360 degrés mécaniques soit proche de zéro.

Toute erreur de phase provoque une erreur sur la largeur de l'état logique de grandeur égale. C'est pourquoi, les facteurs de sensibilité déjà calculés pour la phase sont utilisés dans le calcul de l'erreur sur la largeur de l'état logique.

Exemple d'analyse à la température ambiante normale

Excentricité, ΔS_1

L'excentricité totale des fenêtres de la roue codeuse a été évaluée dans l'exemple concernant l'erreur de position.

Excentricité moyenne = $4,7 \times 10^{-2}$ mm

Ecart type sur l'excentricité = $1,9 \times 10^{-2}$ mm

L'effet de l'excentricité sur la largeur des états s'obtient en multipliant l'excentricité totale attendue par le facteur de sensibilité de phase $Q_e = 550$ degrés électriques/mm.

L'excentricité étant mesurée comme une valeur crête-à-crête (TIR)* et l'erreur de phase ayant été ajustée pour être proche de zéro, le déplacement maximal de la roue codeuse par rapport à la platine de mise en phase sera inférieur ou tout au plus égal à la moitié des valeurs de TIR spécifiées pour l'excentricité. Les écarts types et moyens sur l'excentricité utilisés dans le calcul de ΔS_1 sont à diviser par deux.

La contribution de l'excentricité ΔS_1 est donc de :

$$\overline{\Delta S_1} = \frac{(4,7 \times 10^{-2}\text{ mm})}{2} (550 \text{ degrés électriques})$$

$$= 12,9 \text{ degrés électriques}$$

$$\text{et } \sigma(\Delta S) = \frac{(1,9 \times 10^{-2}\text{ mm})}{2} (550 \text{ degrés électriques})$$

$$= 5,2 \text{ degrés électriques}$$

* TIR : lecture totale de l'instrument de mesure

Phase aléatoire, ΔS_2

Les facteurs contribuant à la phase aléatoire doivent s'évaluer en association avec le facteur de corrélation, Q, de leur influence sur l'erreur de largeur de l'état logique. Le tableau 3 indique ces facteurs. Les jeux radial et axial dans l'exemple ont été relevés sur un moteur type de 31,75 mm équipé de roulements à billes. On utilise à nouveau les facteurs de sensibilité de phase, Q_e et Q_{ma}, (décrits précédemment) pour calculer la contribution à l'erreur. Les valeurs indiquées pour les erreurs ont été relevées sur un lot de production typique à l'aide du phasemètre décrit au paragraphe «Procédures d'essai».

Tableau 3

FACTEUR	UNITES	MOYENNE $\overline{E}$	ECART TYPE σ	FACTEUR DE SENSIBILITE DE PHASE, Q
Jeu axial de l'axe	mm	0,1	0,06	Q_{ma} 20 deg.élect./mm
Jeu radial de l'axe	mm	0,006	0,003	Q_e 550 deg.élect./mm
Ajustage de l'ensemble	Degrés élect.	3	3	aucun

Multiplier la moyenne et l'écart type de chaque facteur par la valeur correspondante de Q. Ensuite, calculer la contribution moyenne totale en combinant vectoriellement les moyennes pondérées. L'écart type total est obtenu en combinant vectoriellement l'écart type correspondant à chaque facteur.

$$\overline{\Delta S_2} = \sqrt{[\,(0,1)\ 20\,]^2 + [\,(0,006)\ 550\,]^2 + 3^2}$$

$$= 4,9 \text{ degrés électriques}$$

$$\sigma(\Delta S_2) = \sqrt{[\,(0,06)\ 20\,]^2 + [\,(0,003)\ 550\,]^2 + 3^2}$$

$$= 3,6 \text{ degrés électriques}$$

Erreurs internes, ΔS_3

Les erreurs intrinsèques au HEDS-5000 (non imputables directement aux tolérances de montage et à l'axe) sont dues aux tolérances sur la qualité des lentilles, sur les caractéristiques de commutation des circuits intégrés et sur divers autres paramètres. Toutes additionnées, elles ont les valeurs approximatives suivantes :

$\overline{\Delta S_3}$ = 12 degrés électriques

$\sigma(\Delta S_3)$ = 6 degrés électriques

Ces résultats ont été obtenus à partir de lots échantillonnés en fabrication.

Distribution des erreurs

La distribution des erreurs sur la largeur des états logiques se calcule algébriquement en additionnant* les moyennes sur l'excentricité, la phase aléatoire et les erreurs internes. L'écart type s'obtient par addition vectorielle.

Largeur des états :

$$\text{Erreur moyenne } \Delta\bar{S}_T = 12{,}9 + 4{,}9 + 12$$

$$= 30 \text{ degrés électriques}$$

$$\text{Ecart type } \sigma\,(\Delta S_T) = \sqrt{5{,}2^2 + 3{,}6^2 + 6^2}$$

$$= 8{,}7 \text{ degrés électriques}$$

L'exemple ci-dessus permet de prévoir que l'erreur moyenne sur la largeur de l'état pour un lot de codeur sera de 30 degrés électriques lorsque l'on maintient les paramètres dans les limites préconisées pour que le codeur fonctionne dans les conditions recommandées par la fiche technique du HEDS-5000. L'erreur sur la largeur de l'état, pour 95% (1,65 σ) du lot, se calcule de la façon suivante :

$$\Delta S_T = \Delta\bar{S}_T + 1{,}65\,[\,\sigma\,\Delta\,(S_T)\,]$$

$$= 30 + 1{,}65 \times 8{,}7$$

$$= 44 \text{ degrés électriques}$$

soit moins de 45 degrés électriques (noter que ces hypothèses ne contredisent pas l'erreur sur la largeur de l'état spécifiée dans la fiche technique du HEDS-5000).

Des codeurs et des moteurs aux caractéristiques semblables à l'exemple ont été montés et essayés. L'histogramme de l'erreur sur la largeur de l'état résultante est indiqué figure 7.

* Les contributions des erreurs sont additionnées algébriquement en vue d'obtenir les performances dans le cas le plus défavorable.

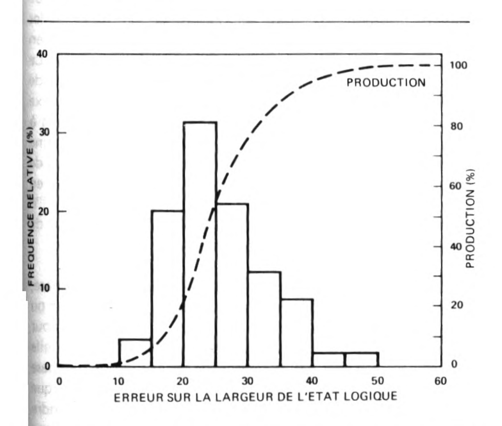


FIGURE 7 — Exemple de distribution de l'erreur sur la largeur de l'état logique dans un lot de fabrication

Choix de la gamme de température

Pour obtenir un décodage correct dans toute la plage de température, l'utilisateur doit choisir l'une des deux méthodes suivantes :

a. Tous les systèmes sont contrôlés dans toute la plage de température.

b. On choisit une limite aux tests à température ambiante pour permettre de conserver la marge de sécurité nécessaire au fonctionnement sur toute la plage de température.

La première méthode permet de profiter d'une fabrication, en particulier lorsque les contraintes sont très serrées, mais elle est incommode et souvent impossible à mettre en oeuvre. La seconde méthode par extrapolation permet de calculer l'influence de la température sur l'erreur dans le plus mauvais cas et ainsi de déterminer la marge d'erreur à température ambiante normale pour atteindre les limites fixées.

Les différentes étapes permettant de calculer la limite de l'erreur à la température ambiante pour pouvoir atteindre les performances spécifiées à une température plus élevée donnée sont les suivantes :

a. Déterminer les conditions de fonctionnement. Les spécifications, dans notre cas, exigent que la durée minimale de l'état logique soit de $T_S = 2\ \mu s$ à 60°C à la vitesse maximale de 3000 t/mn.

b. Extrapoler les conditions d'environnement pour pouvoir déterminer l'erreur maximale permise. Rechercher la fréquence des impulsions logiques.

$$f = 3000 \text{ t/mn} \left[\frac{500 \text{ (cycles/t)}}{60 \text{ s}}\right] = 25 \text{ kHz}$$

La largeur minimale de l'état est alors de

$$S_{min} = T_S \times f \times 360$$

$$= 2\ \mu s \times 25 \text{ kHz (360 degrés électriques/cycle)}$$

$$= 18 \text{ degrés électriques}$$

L'erreur maximale devient :

$$\Delta S_{max} = 90 - S_{min} = 72 \text{ degrés électriques}$$

c. Calculer l'erreur en fonction de la température à l'aide de la formule suivante :

$$\Delta S = \alpha \times \Delta T \times f$$

La valeur de α dans le cas le plus défavorable est de :

$$\alpha = 2{,}5 \times 10^{-5} \text{ (degrés électriques/°C x Hz)}$$

$$\text{d'où } \Delta S = (2{,}5 \times 10^{-5})\,(70 - 25)\,(25)$$

$$= 28 \text{ degrés électriques}$$

d. Calculer les limites de mesure à température ambiante normale :

$$\Delta S_{max} = 72 \text{ degrés électriques} - 28 \text{ degrés électriques}$$

$$= 44 \text{ degrés électriques}$$

Dans l'exemple qui précède, nous avons montré que 95% des codeurs sont capables de passer ces tests. Si nous avions utilisé la première méthode, c'est-à-dire, essayé chacun des codeurs à 70°C, nous aurions trouvé plus de 99% d'entre eux capables de dépasser la limite des 72°C. La raison de cette différence réside dans le calcul basé sur le cas le plus défavorable, méthode essentiellement conservatoire.

MONTAGE SUR LE MOTEUR

Surface de montage

Le codeur peut se fixer directement sur l'une des faces d'un moteur à axe double, ou sur un support déposé à l'extrémité d'un axe.

Dans les deux cas, la face sur laquelle doit être monté le moteur doit être plane et lisse. Cette face n'a besoin d'aucune finition particulière si ce n'est d'un ébarbage pour permettre un glissement aisé du codeur lors du réglage de la phase. Le codeur est fixé par trois vis, il est donc nécessaire de percer trois trous dont les cotes sont indiquées figure 8, puis de les tarauder à pas métrique ou anglo-saxon.

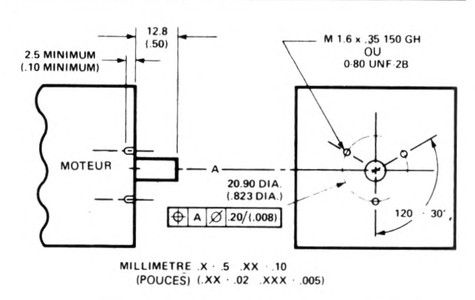


FIGURE 8 – Cotes de montage

Collage

Deux types de colles sont employées pour fixer le codeur.

La colle RTV (colle vulcanisant à froid) est utilisée pour ses avantages suivants :

1. Servir de lubrifiant en favorisant le glissement du codeur pendant le réglage de la phase.

2. Permettre un collage souple tolérant les différences de dilatation.

Les colles Dow Corning 3142 et GE 162 ont été sélectionnées car elles répondent à ces critères et qu'en outre, elles ne sont pas corrosives et n'émettent pas de vapeurs nocives.

La colle époxy Hysol a été choisie car elle donne un collage rigide tout en présentant un compromis acceptable entre une viscosité initiale suffisante pour maintenir la roue codeuse en place avant et pendant les réglages et une durée de pot convenable. La colle RTV s'utilise avantageusement sur les axes de diamètre supérieur à 6,35 mm. Elle est moins recommandée pour les axes de diamètre inférieur car la faible surface de contact entraîne un maintien moins ferme et un collage moins solide.

ASSEMBLAGE DU CODEUR

Attention : Les circuits électroniques du codeur peuvent être endommagés par les décharges électrostatiques. Les extrémités du câble sont des zones sensibles. Les précautions classiques comme la mise à la terre du personnel éliminent ces inconvénients.

La fiche technique du HEDS-5000 donne la procédure d'assemblage complète. Bien que cette procédure puisse être différente du fait de la diversité des applications, il est nécessaire d'utiliser une méthode rationnelle dans l'établissement de toute procédure particulière. Trois étapes dans l'assemblage risquent de détériorer les performances du codeur : le centrage, le réglage de l'écartement et le réglage de la phase.

Le centrage du codeur sur l'axe au moyen du gabarit de centrage conique (HEDS-891X) permet une meilleure insertion des vis et donne une référence solide au réglage final de la phase.

Bien que le HEDS-5000 accepte de fortes tolérances sur l'écartement entre la roue codeuse et la platine de mise en phase, seul un réglage correct de cet écartement au départ peut assurer un fonctionnement sans aléas. Il est essentiel que la roue codeuse ne touche pas la platine de mise en phase pendant sa rotation, son déplacement axial ou sous l'action de vibrations. Le gabarit d'écartement (roue codeuse fictive) est destiné à éliminer les incertitudes d'écartement par rapport à la platine de mise en phase en utilisant cette dernière comme référence d'assemblage. Le montage est simple et rapide. Il n'est pas recommandé de placer la roue codeuse à un endroit prédéterminé de l'axe car les tolérances extrêmes du corps du codeur ajoutées à celles de l'axe peuvent amener la roue codeuse et la platine de mise en phase en contact (voir plus loin le processus de contrôle visuel de l'écart roue codeuse-platine de mise en phase). Il est recommandé de déposer un peu de colle RTV pour servir de joint à l'ensemble émetteur et le protéger de la poussière, ceci est inutile en atmosphère dépoussiérée.

La dernière étape de l'assemblage consiste à ajuster la phase, elle peut servir en outre de contrôle final. Ainsi qu'on a pu le voir précédemment, cette étape est indispensable pour obtenir les caractéristiques de codage voulues. Comme elle contribue à l'erreur sur la largeur de l'état logique, la phase moyenne doit être ajustée à une valeur aussi proche que possible de 90 degrés électriques. Il est facile d'atteindre cette valeur à ± 10 degrés électriques près à l'aide du phasemètre décrit figure 11. Le réglage de l'oscilloscope est moins précis et demande plus d'expérience, il permet quand

même d'atteindre les mêmes résultats avec du soin et de l'attention.

Lorsque la mise en phase des voies n'est pas nécessaire (tachymètres) ou si l'on peut tolérer un déphasage important ou le corriger, le réglage de la phase peut être omis ou modifié.

PROCEDURES DE TEST

Toutes les pièces du codeur modulaire sont vérifiées avant expédition. Le contrôle de ces pièces chez l'utilisateur est difficile car il exige des montures spéciales. Il vaut mieux essayer le codeur une fois assemblé bien que certaines vérifications simples ,puissent être réalisées en contrôle d'entrée.

CONTROLE D'ENTREE

Eléments du codeur

Roue codeuse

Contrôler visuellement les dommages éventuels, c'est-à-dire que la roue n'est ni gauchie ni ébréchée.

Ensemble émetteur

Les DEL peuvent être vérifiées en les alimentant selon le schéma de la figure 9. Limiter le courant à 10 mA et ne pas utiliser de source de tension dépassant 10 V pour ne pas détériorer les diodes.

Corps du codeur

En alimentant le corps du codeur sous 5 V au moyen du connecteur 10 broches, il est possible d'observer un signal sur un oscilloscope. En déplaçant le corps du codeur devant une source de lumière (lampe d'éclairage par exemple), on peut observer des signaux fugitifs.

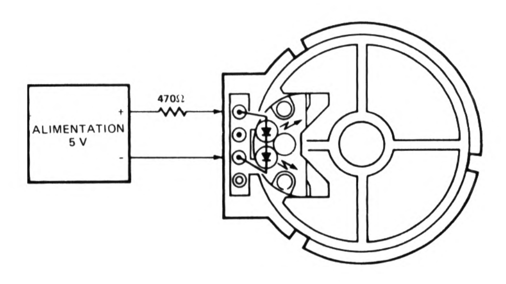


FIGURE 9 — Disposition de l'ensemble émetteur

Moteurs

Axe

Les définitions des tolérances sur l'axe et les contrôles sont indiqués Annexe C.

Assemblage

L'écartement de la roue codeuse ne peut être mesuré directement mais avec un peu de pratique, il est possible de l'évaluer en observant, sous un grossissement adéquat, la parallaxe entre les fentes de la roue codeuse et de la platine de mise en phase.

Réglage de la phase - Essais finaux

La dernière étape de l'assemblage consiste à régler la phase. Ce réglage se fait à l'aide d'un oscilloscope ou d'un phasemètre à moyenne. Le montage de l'oscilloscope et les formes d'ondes obtenues sont indiquées figure 10. Pour régler la phase à la valeur d'erreur minimale, il est judicieux de le faire pour chacun des deux sens de rotation.

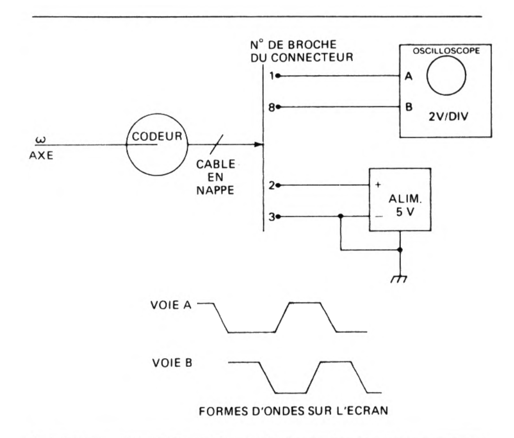


FIGURE 10 — Branchement de l'oscilloscope

La figure 11 donne le schéma d'un phasemètre à moyenne qui facilite et rend plus précis le réglage de la phase entre les deux voies.

Processus de réglage

1. Observer les deux DEL indiquant le sens de rotation pour voir si ce dernier correspond à la couleur indiquée.

2. Faire correspondre éventuellement le sens de rotation avec la DEL de couleur correspondante. Régler la phase jusqu'à ce qu'elle soit correcte.

3. Régler le codeur (voir montage dans la fiche technique) pour lire 0 sur le galvanomètre du phasemètre.

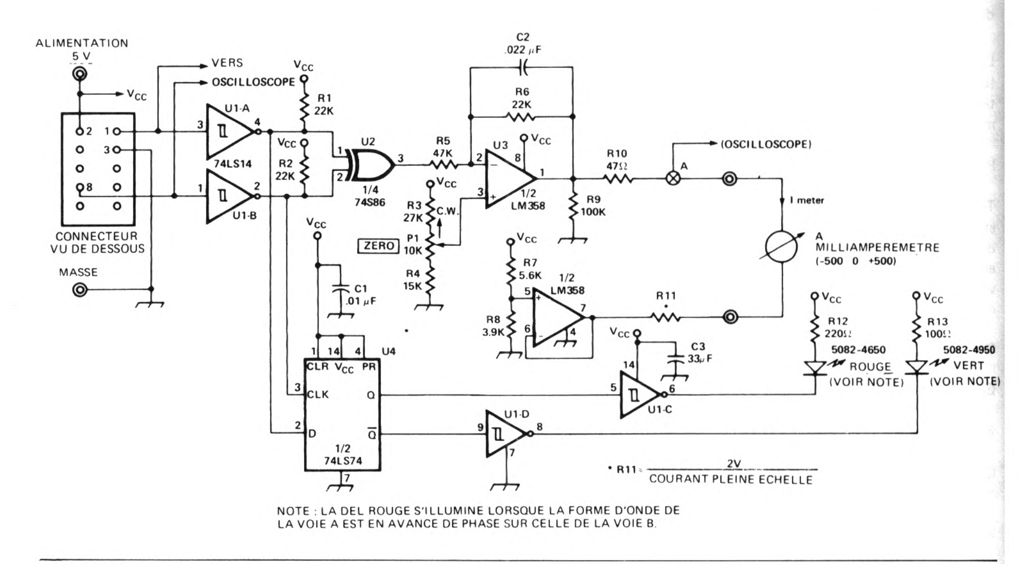


FIGURE 11 — Circuits du phasemètre

Note : Il se peut qu'apparaisse une impulsion de grande largeur ou une erreur de phase importante dans certains cas. Les effets sont dûs à des variations statistiques dans les tolérances des pièces composant le codeur. Il suffit de remplacer le sous-ensemble émetteur par un autre pour que le défaut disparaisse. Le sous-ensemble émetteur fautif peut être réutilisé en général sans problème sur un autre codeur.

DEPANNAGE ET REPARATION

Le HEDS-5000 ne nécessite aucun réglage une fois monté. Le sous-ensemble émetteur peut être retiré, mais avec beaucoup de soin pour éviter de tordre les fils de liaison du codeur. Des encoches sont disposées sur le pourtour de l'ensemble émetteur pour faciliter son démontage. Une fois l'ensemble émetteur retiré, il est possible de diriger un faisceau lumineux sur le corps et de faire tourner l'axe pour observer des changements d'état en sortie des deux voies. Si le corps du codeur fonctionne correctement et après vérification du câblage, il est possible de mettre en place un nouvel ensemble émetteur et de revérifier le codeur. Contrôler l'ensemble émetteur retiré comme l'indique le paragraphe «Contrôle d'entrée».

ENVIRONNEMENT

Certains environnements peuvent avoir des effets néfastes sur les matériaux utilisés dans la fabrication du HEDS-5000. Pour permettre à l'utilisateur de prendre les précautions voulues, nous indiquons ci-après les différentes matières utilisées.

Corps du codeur et sous-ensemble émetteur :
Nylon chargé de verre

Lentilles de l'émetteur et du détecteur :
Polycarbonate

Isolant du câble en nappe :
Chlorure de polivynile

Roue codeuse :
Alliage de nickel

MATERIEL

Le câble en nappe, fourni avec le codeur, est de qualité suffisante dans la plupart des cas. Ce câble non blindé peut supporter des interférences électromagnétiques de fort niveau sans influence sur les performances du codeur. Ce câble est constitué de conducteurs mono-brin (rigides) non prévus pour supporter des flexions ou des déplacements entre connecteur et codeur répétés. La figure 12 indique les points de concentration des contraintes pendant la flexion. Pour éliminer les contraintes dues aux déplacements ou à de fortes vibrations, il est recommandé de ligaturer le câble comme l'indique la figure 13. Le reste du câble doit être monté de telle manière qu'il n'y ait pas de flexions répétées dans une zone particulière.

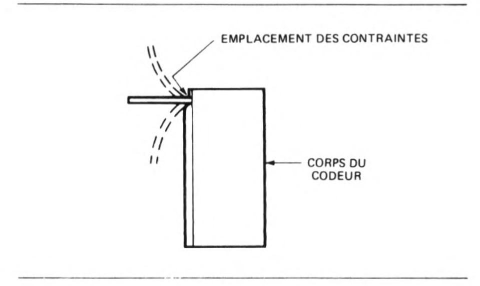


FIGURE 12

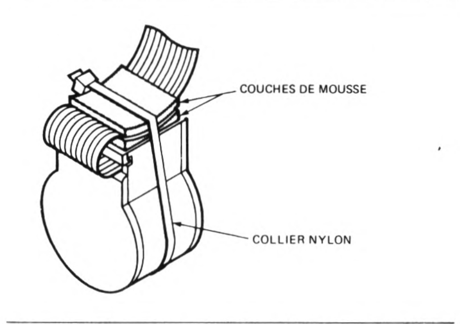


FIGURE 13

Le codeur HEDS-5000 standard est fourni avec un connecteur femelle à cisaillement d'isolant en extrémité du câble. Le tableau 4 indique les connecteurs mâles compatibles.

Tableau 4

FABRICANT	REFERENCE DU CONNECTEUR MALE
AMP	102154-1 102160-1
Molex	10-56-2101 10-55-2101
3M	3446-2002 3446-1002
Berg	65962-001
Robinson-Nugent	IDH-10-SI IDH-10-SRI

CIRCUITS

Certaines applications, comme la tachymétrie ou celles ne nécessitant qu'un seul sens de rotation, n'utilisent qu'une seule voie. Cependant dans la plupart des cas, il est nécessaire d'intégrer (comptage) la position angulaire de l'axe donc d'utiliser les deux voies pour déterminer le sens de rotation. Le circuit de base compte les cycles, alors qu'une de ses versions plus complexes, parfois utile, compte à la fois les deux transitions d'une voie (x2). Il est recommandé de placer une bascule de Schmitt LSTTL en tampon, en sortie de voie. Cette bascule augmente la sortance du codeur tout en diminuant sa sensibilité aux erreurs introduites par des transitions de longue durée à la sortie du codeur.

Le circuit de la figure 14 fournit une impulsion montante ou descendante à chaque cycle. La configuration à hystérésis verrouillée évite que le circuit réalise des comptages

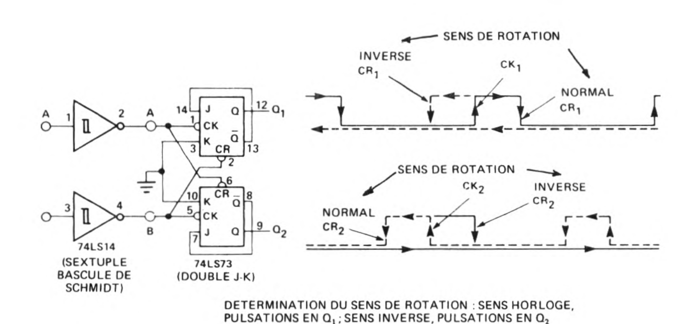


FIGURE 14 — Circuit de comptage des cycles (x1)

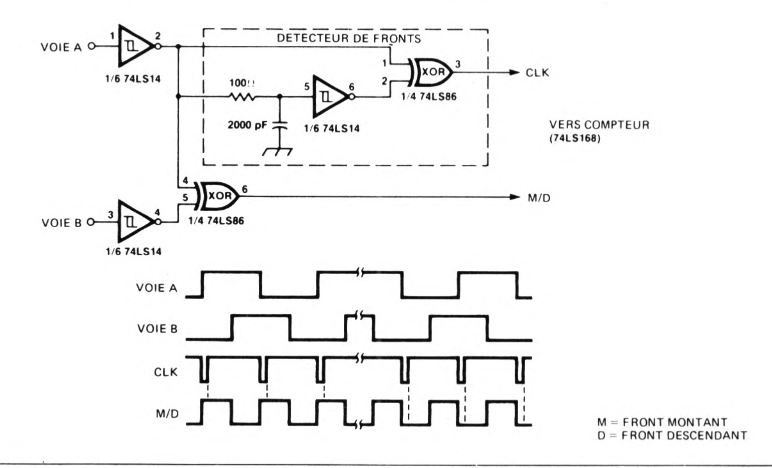


FIGURE 15 — Circuit de comptage x2

multiples lorsque l'axe oscille faiblement autour de son point d'équilibre pendant une transition.

Pour permettre de distinguer un état haut d'un état bas, il est possible d'accroître la résolution en comptant chaque transition en sortie d'une voie. Le circuit de détection de fronts de la figure 15 fournit une impulsion à chaque transition sur la voie A. La porte OU exclusif se déclenche à la fréquence double de chaque voie, et si on l'observe en coïncidence avec la transition négative en sortie, son état correspond au sens de rotation. Ces deux sorties peuvent servir à réaliser le signal d'horloge et de sorties de commande d'un compteur-décompteur genre 74LS168.

INTERFACE POUR MICROPROCESSEUR

L'interface avec un microprocesseur se fait selon différentes méthodes dépendant des exigences de conception. Un sous-programme d'interruption du système de commande, simple à réaliser, est valable aux faibles vitesses de rotation. Un sous-programme d'entrée peut réduire le matériel et convenir à des vitesses de rotation plus élevées. A très grande vitesse, la sortie du codeur peut attaquer un étage tampon constitué d'un compteur à base d'éléments discrets avant d'être introduit sur le microprocesseur.

Réalisation de l'étage de commande d'interruption

Sous-programme d'interruption

Entrer la voie A et la voie B dans le totalisateur.
Masquer tous les bits sauf les bits 0 et 1.
SI (IF) le totalisateur = 1 ou 2.
ALORS (THEN)
 Incrémente le registre compteur.
SINON (ELSE)
 Décrémente le registre compteur.

L'usage d'un indicateur binaire de dépassement permet à l'utilisateur d'accroître la capacité effective du compteur pour lui permettre d'atteindre sa capacité de comptage maximale.

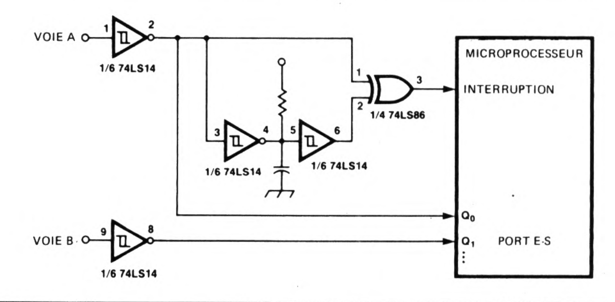


FIGURE 16 — Interface d'interruption

Entrée programmée

L'échantillonnage des sorties du codeur et l'algorithme de décodage sont écrits comme faisant partie intégrante du programme qui se déroule, ce qui élimine le temps système associé aux sous-programmes d'interruption. L'échantillonnage devenant alors indépendant des transitions du codeur, la vitesse de rotation de l'axe doit être réduite pour laisser le microprocesseur échantillonner au-moins une fois par état logique en sortie.

La vitesse de rotation maximale se calcule comme suit :

1. La largeur minimale requise de l'état logique doit être plus longue que le cycle du programme.

$$T_S\left(1 - \frac{\Delta S_{max}}{90}\right) > T_p$$

Dans cette formule :

T_S = durée nominale de l'état à la fréquence maximale

T_p = durée de la période d'échantillonnage du programme

ΔS_{max} = erreur maximale sur la largeur de l'état logique

2. En remplaçant T_S par sa valeur ci-dessus, la fréquence maximale est de :

$$f_{max} = \frac{1}{4\,T_S} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta S_{max}}{90}}{4\,T_p}\right) \text{Hz}$$

ΔS s'estime comme indiqué au paragraphe «Conception du codeur». Comme ΔS dépend aussi de la fréquence, il faut faire une première estimation à la fréquence voulue puis, si nécessaire, (pour des cycles de programmes très rapides), par itération, faire converger résultats et hypothèses.

La vitesse maximale autorisée découle de la fréquence :

$\omega_{max} = 2\,\pi\, f_{max}/N$ radians/s

N représentant le nombre de comptes de la roue codeuse

Exemple :

Un moteur doit fonctionner à 3000 t/mn. L'erreur sur la largeur de l'état est estimée à 45 degrés électriques. Calculer la durée maximale de la période d'échantillonnage.

$$f = \frac{600}{60} \times 500 = 5 \text{ kHz}$$

$$T_S = \frac{1}{4\,f} = 0{,}05 \text{ ms}$$

$$T_p \leqslant T_S\left(1 - \frac{\Delta S_{max}}{90}\right)$$

$$\leqslant 0{,}05\left(1 - \frac{45}{90}\right) \text{ms}$$

$$\leqslant 25\ \mu s$$

L'intervalle de temps maximal admissible entre échantillons à l'entrée doit être de 25 μs. Un cycle complet du programme ne doit pas dépasser cette valeur sous peine de perdre des comptes du codeur.

Sous-programme de décodage

Un sous-programme de décodage doit conserver en mémoire l'état qui précède. Après l'entrée de l'état présent, une décision doit être prise quant au sens de rotation (éventuellement). Ceci peut être réalisé en accédant à l'emplacement d'une table déterminé par un mot de deux bits représentant l'état précédent et dont le contenu est le mot correspondant à l'état suivant dans le sens de rotation horaire.

Etage tampon

La conception de l'étage tampon dépend du rapport entre la fréquence du codeur et la fréquence d'échantillonnage du microprocesseur.

L'élément de mémoire à un seul étage (flip-flop) de la figure 15 multiplie la fréquence possible du décodeur par un facteur de 2,5 environ tout en permettant le comptage de deux transitions par cycle.

Pour atteindre des vitesses de rotation encore plus grandes, un compteur-décompteur peut servir d'étage tampon au codeur. Le microprocesseur accède directement au mot parallèle du compteur.

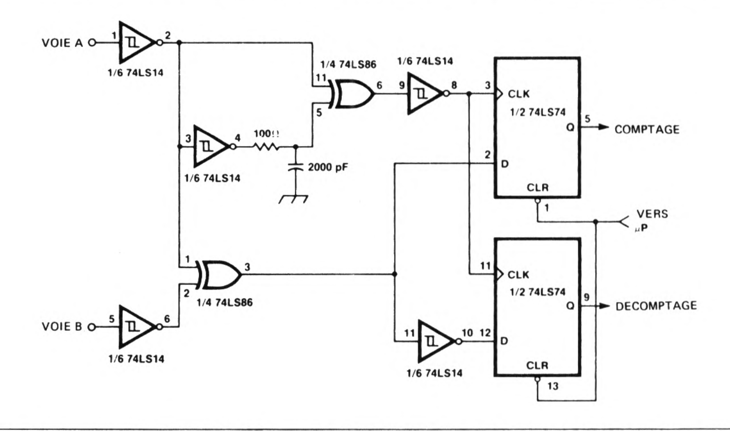


FIGURE 17 — Etage intermédiaire adaptateur x2 pour compteur-déco

DETECTION DE LA POSITION DE L'AXE

Un codeur incrémentiel est un composant de coût intéressant, fiable, permettant de déterminer la position d'un axe. Comme sa sortie fournit une impulsion par incrément de rotation, il est nécessaire de prévoir un système intégrant le train d'impulsion pour pouvoir indiquer la position.

Le circuit de la figure 17 réalise l'adaptation des signaux de sortie du codeur à l'entrée d'un compteur-décompteur. La résolution du comptage correspond au double du comptage de la roue codeuse.

ANNEXE A

CHOIX D'UN CODEUR

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
TYPE :	
ABSOLU	— Fournit un «mot» binaire pour chaque position. Chaque bit nécessite une voie optique particulière. — La résolution est égale au nombre de bits en sortie. — Conserve en permanence l'information de la position correcte sur un tour. — Insensible aux baisses de puissance.
INCREMENTIEL OU RELATIF	— Fournit une impulsion pour chaque incrément dans la rotation de l'axe. — Est constitué généralement de deux voies optiques pour permettre de déterminer les sens de rotation. — Coût inférieur à celui du codeur absolu, du fait du nombre réduit de voies. — Meilleure fiabilité. — Codage en position non limité à un tour.

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX	
NOMBRE DE VOIES :		
1 VOIE	Un seul train d'impulsions. Les durées sont proportionnelles à la vitesse de rotation.	– Fournit les informations nécessaires et suffisantes si le moteur ne doit tourner que dans un seul sens. – Electronique moins coûteuse.
2 VOIES	Deux formes d'ondes en quadrature.	– Permet de déterminer le sens de rotation. – Peut, après intégration, indiquer la position.
3 VOIES	Comme le codeur 2 voies, la troisième voie donnant une impulsion par tour.	– Indique la position absolue de l'axe une fois par tour. – Peut servir à remettre les compteurs de position à zéro.
CONSTRUCTION :		
MONOBLOC	– Le codeur, vendu comme une unité, comporte ses propres paliers et son propre axe. – Facile à utiliser. Moins de montage et de contrôle. – Moins sensible à l'excentricité de l'axe et à la charge.	
MODULAIRE	– Le codeur, fourni en kit, est assemblé par l'utilisateur. – Coût plus réduit. – Faibles dimensions. – Moindre inertie et friction du fait de l'élimination des paliers supplémentaires. – Ne nécessite pas d'alignement entre deux axes séparés. – N'ajoute pas de résonance due à la torsion lorsque le moteur et le codeur sont reliés par un axe de grande longueur.	
CODAGE :		
DIRECT	– Une roue possédant des perforations interrompt le faisceau lumineux envoyé par une source sur un photo-détecteur. Les fenêtres et leur intervalle sont égaux et de même largeur que le faisceau lumineux, ce qui en réduit la résolution. – Simple, faible coût.	
MOIRE	– Un masque constitué d'un ensemble de fentes est placé devant le photo-détecteur. Une roue codeuse possédant des fentes disposées de façon similaire à celles du masque coupe le faisceau lumineux. La lumière n'atteint le détecteur que lorsque les fentes de la roue codeuse et du masque sont alignées. La résolution n'est alors limitée que par l'intervalle entre fentes sur la roue et le masque et non par le dimaètre du faisceau lumineux. – La résolution n'est plus tributaire de la taille du détecteur.	

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
OPTIQUE	
SANS LENTILLE	– Le faisceau lumineux issu de la source peut diverger. Dans ce cas, la distance entre la roue codeuse et le masque doit être très faible pour conserver une modulation suffisante des détecteurs par la lumière. – Faible prix, valable pour les codeurs de faible résolution.
FOCALISEE	– Une lentille focalise la lumière émise sur la roue codeuse. Un jeu quelconque de l'axe provoque un déplacement de la roue codeuse par rapport à sa position optimale donc l'augmentation du diamètre du faisceau lumineux, d'où réduction des contrastes de modulation. – Bonne captation de la lumière. – Résolution meilleure que sur les systèmes sans lentille, lorsque la méthode de la moire n'est pas utilisée.
COLLIMATEE	– Une lentille recueille la lumière d'une petite source et la transforme en un fin pinceau de rayons parallèles dirigés sur la roue codeuse et le photo-détecteur disposé derrière un masque. La modulation de la lumière n'étant pas influencée par l'écartement roue codeuse-masque, il est donc possible de rendre ce dernier plus important même aux fortes résolutions. – L'écartement plus important permet de réduire les tolérances sur le jeu de l'axe. – Permet une meilleure résolution. – Meilleure concentration de la lumière.
SOURCE LUMINEUSE :	
A INCANDESCENCE	– Petite lampe. – Forte puissance lumineuse.
A SEMI-CONDUCTEUR	– Une DEL fournit une lumière rouge ou infrarouge proche. – Faible consommation. – Meilleure fiabilité. – Faibles dimensions, source plus concentrée permettant une meilleure collimation.
ROUE CODEUSE :	
VERRE	– Un ensemble de barres est imprimé sur le verre. – Plus grande résolution possible. – Meilleure précision des cycles. – Bonne planéïté.
METAL	– Le disque métallique comporte un ensemble de fentes sur son pourtour. – Faible inertie. – Rapport résolution/inertie bien meilleur. – Insensible aux rayures. – Robuste.

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
MISE EN FORME DU SIGNAL :	
UNE SEULE SORTIE	– Un seul détecteur par voie collecte la lumière modulée. Le photo courant qui en résulte est amplifié puis envoyé sur une sortie unique. Le signal numérique est obtenu en comparant le signal en sortie de l'amplificateur à un niveau de référence (en général égal à la moitié du niveau crête). Tout changement de niveau dans le cheminement de la lumière (dégradation de la source, par exemple) amènera une dissymétrie de la forme d'onde numérisée. – Faible coût.
DIFFERENTIELLE (PUSH-PULL)	– Les perforations du masque sont disposées devant deux détecteurs espacés de façon que seul l'un d'eux soit éclairé à la fois. Les courants résultants sont amplifiés par un amplificateur différentiel. – Le signal numérique est obtenu en comparant les signaux de chaque sortie. – Les formes d'ondes sont stables et moins influencées par la température ou les modifications d'alignement.
SORTIE :	
ANALOGIQUE	– Le signal triangulaire amplifié est sorti puis numérisé par un circuit extérieur. – La sortie peut être réinjectée pour déterminer, par interpolation, la position analogique. – Quelquefois utilisée pour le contrôle de vitesse.
NUMERIQUE	– Le codeur délivre un signal numérique. – S'interface directement aux circuits numériques. – Possède une plus grande immunité au bruit. – Interconnexion plus simple.

ANNEXE B

MOTEURS A COURANT CONTINU

L'emploi du codage au moyen de moteurs dans les applications concernant la commande en position nécessite souvent des moteurs spéciaux répondant à des exigences particulières telles que le couple, la vitesse, le diamètre, l'axe, le boîtier, etc. Il n'est pas facile de faire la liste de tous ceux qui sont compatibles avec le HEDS-5000.

Les moteurs qui lui conviennent doivent répondre à quatre critères mécaniques suivants :

- Le jeux axial.
- La perpendicularité de l'axe par rapport aux faces.
- L'excentricité de l'axe.
- Le jeu radial.

Les tolérances maximales sur ces paramètres sont spécifiées dans la fiche technique du HEDS-5000.

Pour aider ceux qui désirent un moteur permettant d'évaluer les performances du HEDS-5000, nous indiquons, au tableau 5, ceux que nous avons essayés et dont les tests sur échantillons ont répondu aux spécifications. La liste de moteurs ci-dessous n'est pas exhaustive, d'autres fabricants peuvent en offrir convenant parfaitement, de même que chez les fabricants indiqués, il peut en exister d'autres très valables.

Tableau 5

FABRICANTS	REFERENCES
Electro-Craft	Séries 508, 510
Pittman	Séries 8000, 9000, 13000
Portescap	Séries 23021, 26PC11, 28PL21, 34L11
Transicoil	Tous les moteurs avec axe de 3,96 ou 6,35 mm

Si on consulte une fiche technique de moteur, on constate que les dimensions sont bien spécifiées mais que les paramètres spécifiés plus haut sont rarement indiqués. Il est nécessaire de s'entendre avec le fournisseur pour qu'il indique les paramètres d'axe de ses moteurs.

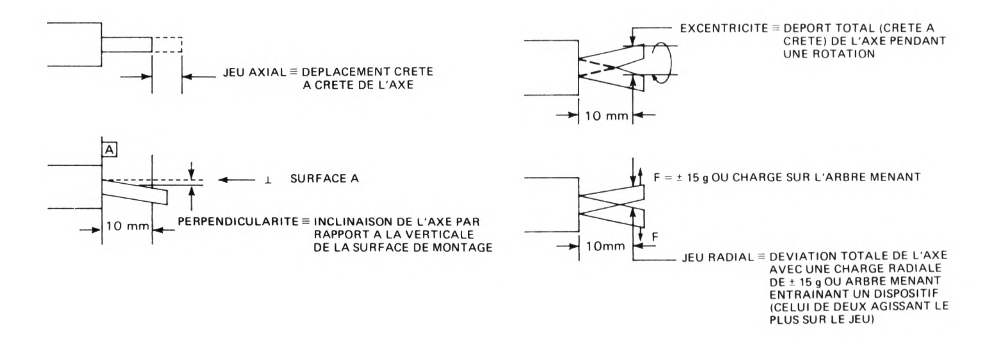
Quelques fabricants donnent le choix entre des paliers d'axe manchonnés ou à billes. Les paliers à billes améliorent la qualité des paramètres et peuvent être nécessaires pour obtenir les spécifications voulues.

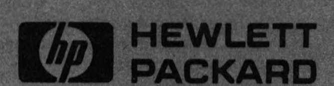
Les exigences de montage des codeurs doivent être communiquées au fabricant pour que l'alignement du codeur soit réalisable. Ceci peut nécessiter la réalisation éventuelle d'une plaque de montage supplémentaire avec trous taraudés.

Les contrôles du jeu axial, de la perpendicularité, de l'excentricité et du jeu radial de l'arbre sont nécessaires pour accepter les moteurs en contrôle d'entrée. L'utilisateur doit s'assurer que les conditions d'essais concordent avec les exigences du codeur HEDS-5000. Par exemple, la roue codeuse est située grosso-modo à 10 mm de la surface de montage lorsque le codeur est installé, c'est pourquoi, la perpendicularité, l'excentricité et le jeu radial doivent être mesurés à cette distance de la surface sur laquelle le codeur est fixé.

ANNEXE C

PARAMETRES D'AXE D'UN MOTEUR





NOTE D'APPLICATIONS 1012

Inscription des légendes sur les barrettes modulaires lumineuses

INTRODUCTION

Les barrettes modulaires à DEL Hewlett-Packard facilitent la réalisation économique de messages lumineux. De tels annonciateurs permettent ainsi de visualiser les états d'un système, un mode de fonctionnement, l'étape suivante d'une séquence. Ces barrettes existent dans les dimensions suivantes : 5,08 x 10,16 mm - 5,08 x 20,32 mm - 10,16 x 10,16 mm et 10,16 x 20,32 mm, elles peuvent être constituées d'un ou plusieurs secteurs lumineux. Les montres HLMP-2598, -2599, -2898 et -2899 facilitent leur montage sur panneau avant.

Cette note d'applications commente les différentes méthodes de réalisation des messages ou symboles. Un tableau résume les différents stades des techniques utilisables et facilite leur choix. Chaque technique est expliquée en détail, avec la méthode de montage et de collage appropriée. Un dernier paragraphe explique comment réduire les interférences lumineuses entre cavités sur les barrettes à plusieurs secteurs.

DESSIN DE LA LEGENDE

Les deux types de légendes de base sont illustrés figure 1. Il est possible d'utiliser soit une inscription transparente sur fond noir (noir au blanc), soit une inscription opaque sur fond transparent. La première est plus adéquate pour donner des indications routinières comme l'étape suivante d'un processus ou la sélection d'un mode de fonctionnement, c'est-à-dire, visualiser des indications non vitales, alors que la seconde, beaucoup plus lumineuse et attirant plus facilement l'oeil, est plutôt réservée aux messages correspondant à une situation critique.

TYPOGRAPHIE

Les caractères ou symboles gras sont plus lisibles que ceux en caractères maigres. Nous recommandons comme caractère le Haas Helvetica, le Futura demi-gras ou l'Univers 65.

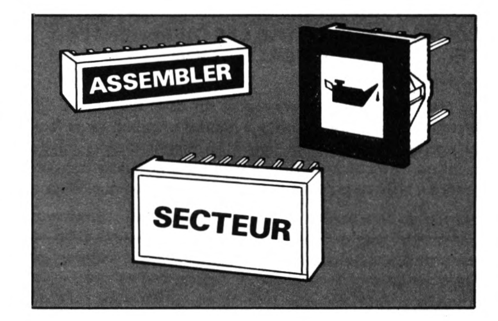


LEGENDE

CARACTERES TRANSPARENTS SUR FOND NOIR (NOIR AU BLANC)

CARACTERES NOIRS SUR FOND TRANSPARENT

FIGURE 1 — Les deux types de légendes de base



La hauteur des caractères est directement dépendante de la distance de lecture. Le tableau, ci-dessous, valable pour une acuité visuelle normale (10/10), donne la hauteur de caractère nécessaire à une lecture facile en fonction de la distance.

Tableau 1 - Hauteur de caractère en fonction de la distance

Hauteur de caractère (mm)	Distance de lecture (m)
1,45	1
2,91	2
4,36	3
5,82	4

Note :
1. Hauteur de caractère en mm = distance de lecture (m) x 1,454. Angle de vision pour un oeil normal = 5 minutes d'arc. Tangente de 5 minutes d'arc = $1{,}454 \times 10^{-3}$.

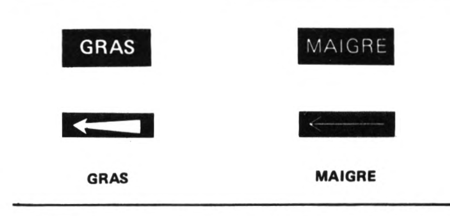


FIGURE 2 — Les caractères gras sont plus lisibles que les caractères maigres

ASPECT DU PANNEAU

Si l'on désire complètement éliminer un message quand il est éteint, on peut utiliser un panneau aveugle. Un panneau aveugle se réalise en plaçant un filtre peu transparent au-dessus de l'afficheur pour réduire le contraste entre les segments éteints et l'arrière plan de la légende. Il peut aussi être intéressant de réduire la différence de couleur entre segment éteint et arrière plan en utilisant des surfaces gris neutre et transparentes pour réaliser la légende : la partie transparente de la légende qui reflète la lumière ambiante lorsque le dispositif est éteint, paraît être de la même couleur que le filtre gris neutre.

Dans de nombreux cas, l'observateur désire distinguer la légende qu'elle soit éclairée ou non. Ceci s'obtient en installant un filtre ayant un meilleur coefficient de transmission et/ou des zones de légendes de couleurs bien tranchées, telle que noir et transparent. Pendant l'extinction, l'arrière plan aura une couleur bien distincte, visible dans la zone transparente et laissera voir les inscriptions.

COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE REALISATION DES LEGENDES

La réalisation des légendes repose sur deux techniques. La première, la gravure, consiste à creuser un sillon sur la face lumineuse de la barrette puis à le remplir d'encre ou de peinture. La seconde consiste à placer une étiquette transparente sur la barrette puis à la fixer par un moyen quelconque tel que le collage par exemple. L'étiquette se réalise par les moyens classiques de la photogravure, de la sérigraphie ou de la lettre à report. La figure 9 résume les étapes principales de chacune de ces méthodes.

La résistance des étiquettes est souvent une qualité importante pour le fabricant. Les essais de tenue qui suivent ont été imposés à chacune de ces méthodes.

Cycles de température	100 cycles de – 40 à + 85°C 15 mn à – 40°C et à + 85°C passage de – 40 à + 85°C en 5 mn.
Température de stockage	+ 55°C, 1000 h.
Essai d'humidité	5 jours à 90-98% d'humidité relative, entre – 10 et + 65°C hors fonctionnement.
Essai de transmission	Inspection visuelle.
Tenue à l'arrachage	Elongation maximale du dynamomètre à vitesse constante (30 cm/mn).
Tenue à l'abrasion	500 g, 1000 cycles.
Tenue aux UV	Exposition aux UV équivalente à 2 ans dans une machine de simulation d'intempéries QUV®.
Résistance aux solvants	Fréon, Méthanol, Isopropanol, alcool, eau.

Le résultat des essais ci-dessus est résumé tableau 2.

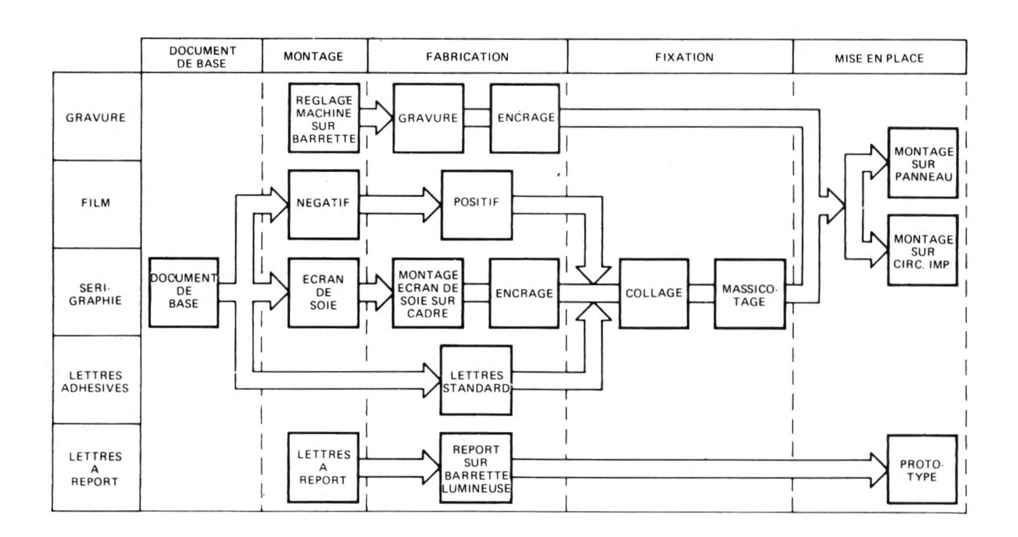


FIGURE 3 – Méthodes de fabrication des légendes

Tableau 2 - Résultat des tests

Mode de réalisation	Montage				Tenue				Coût relatif	
	Lettres noires	Lettres transparentes	Panneau aveugle	Montures HP	Abrasion	Température	Arrachage	Solvants	Mise en oeuvre	Fabrication
Gravure mécanique		X		X	X	X	excellente	bonne	coûteux	coûteux
Photogravure	X	X	X	X	X	X	bonne	bonne	faible	faible moyen
Sérigraphie (1)	X	X	X	X	(1)	X	bonne	assez bonne	moyen	faible moyen
Lettres adhésives (2)	X	X	X	X	X	X	bonne	bonne	faible	faible
Lettres à report (3)		X		X			mauvaise	mauvaise	faible	moyen

Coût de mise en oeuvre
Réalisation des documents de base, outillage, équipements nécessaires à la fabrication des étiquettes.

Coût de fabrication
Coût des matières et de la main-d'oeuvre nécessaires à la fabrication et au montage des légendes.

Notes :

1. Ne résiste à l'abrasion que réalisée sur l'envers de son support.
2. Pour une exposition prolongée aux UV, seul le procédé Brady-Panel® est recommandé.
3. Prototypes uniquement.

GRAVURE

La gravure est recommandée pour les fortes températures et une atmosphère très humide. La gravure n'est toutefois appropriée que pour des lettres opaques.

La surface à graver étant de très petites dimensions, le corps, l'oeil et l'espace entre lettres sont très importants. Pour les petites lettres, utiliser un corps normal, pour les grandes lettres, utiliser un corps étroit. Après avoir réglé la machine, placer la barrette lumineuse dans un étau pour la maintenir sur trois côtés et éviter d'endommager les pattes.

Les meilleurs résultats seront obtenus avec une machine à graver de précision pour pouvoir contrôler la profondeur du sillon et l'alignement des lettres.

La profondeur du sillon ne doit pas dépasser 0,245 mm. Les outils au carbure sont recommandés car très rigides et durables. La coupe de l'outil peut être soit conique (65° ± 5°), soit cylindrique. L'équilibrage de lettres demande que l'épaisseur du trait soit plus faible pour les petites lettres que pour les grandes. En règle générale, pour les lettres de hauteur égale ou supérieure à 3,06 mm, la largeur de l'outil doit être de 0,38 mm.

La fraise, quoique plus fragile qu'un outil de coupe, a quelques avantages : la profondeur des sillons peut être quelconque, leur largeur dépendant uniquement du diamètre de la fraise. Avec un outil de coupe conique, l'opérateur doit prendre la précaution de graver à profondeur constante car largeur et profondeur du sillon sont interdépendants. De plus, un outil de coupe doit être aiguisé plus souvent qu'une fraise cylindrique. Si l'extrémité de l'outil conique s'émousse, la largeur du sillon augmente alors que pour une fraise cylindrique, elle reste constante.

Remplir le sillon de peinture noire épaisse pour avoir un bon résultat. La peinture utilisée doit avoir une très bonne tenue sur le plastique. Avant de procéder au choix définitif d'une marque, faire des essais tels que ceux préconisés au paragraphe COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE REALISATION DES LEGENDES.

La peinture est appliquée avec un pinceau fin puis essuyée avec un chiffon non pelucheux pour enlever l'excès de peinture, en évitant d'en répandre jusqu'au bord du boîtier. Si par hasard la peinture se loge dans les interstices de la résine époxy et du boîtier en polycarbonate, l'enlever avec un solvant du genre Sol BT-67® fabriqué par Shell à l'aide d'un chiffon non pelucheux. Enfin, lorsque la peinture est presque sèche, terminer le nettoyage à l'aide d'un chiffon trempé dans du méthanol ou de l'alcool.

LEGENDES SUR SUPPORT TRANSPARENT

Toutes les méthodes d'inscription de légendes sur films transparents, sauf lettre transfert, utilisent des procédés photographiques. Pour que le résultat soit le meilleur, les inscriptions ou dessins doivent être exécutés à grande échelle puis réduit photographiquement. Pour que les légendes soient faciles à cadrer, il est nécessaire de prévoir des repères sur le dessin d'origine. Le dessin de la figure 4a comporte les traits d'alignement et les repères de coins. En prévoyant une étiquette dépassant de chaque côté de 0,2 mm, les faibles désalignements pouvant se produire pendant la fixation seront difficilement observables (figure 4b).

disponibles chez Agfa Gavaert, Dupont*, etc. Les deux films essayés ont le même support, les émulsions et le développement étant différents. Les films Kodak Reproduction, utilisés couramment en arts graphiques, sont les plus solides et les moins sensibles aux piqures. Le film Kodalith Ortho, plus sensible aux piqures et à la poussière, est plus spécialement destiné à la reproduction des demi-teintes (documents tramés).

PROCEDE SERIGRAPHIQUE

Support de légende

Un film transparent en polycarbonate ou en polyester peut s'utiliser pour réaliser le support des légendes. Un support

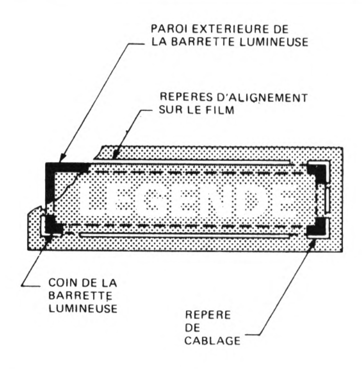


FIGURE 4a – Film avec repère d'alignement et de cadrage

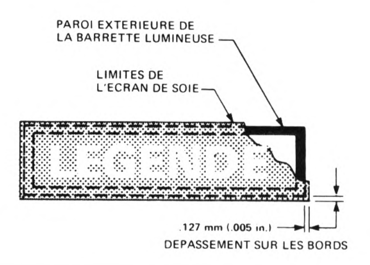


FIGURE 4b – Ecran avec dépassement pour permettre l'alignement

PROCEDE PHOTOGRAPHIQUE

Ce procédé est rapide et peu coûteux. Le document de base est tout d'abord photographié à échelle réduite. Le négatif obtenu sert ensuite à reproduire des positifs avec légende au verso de façon à la lire par transparence. Une fois l'étiquette fixée, l'émulsion très fragile, intercalée entre la surface de la barrette et le support transparent, se trouve protégée contre les chocs et les rayures. Toutefois, cette disposition augmente les réflexions parasites sur la surface.

Les films polyester sont ceux qui présentent la meilleure stabilité dimensionnelle, le meilleur contraste, la densité optique optimale et diffusent le moins la lumière. Deux qualités de films ont été essayées et jugées correctes : le Kodak Reproduction Film 4566® et le Kodalith Ortho Film 4556®, type 3. Des films de qualité équivalente sont

présente d'excellentes qualités, le film de 102 µm LEXAN®, référence 8010-112, fabriqué par General Electric*, sur lequel les encres sérigraphiques tiennent particulièrement bien et qui présente une très bonne stabilité dimensionnelle à la chaleur. Les films polyester peuvent être utilisés mais les encres époxy ou acryliques n'y adhérant pas, on est obligé d'utiliser des encres spéciales.

Encres sérigraphiques

Certaines encres acryliques ou époxy peuvent s'utiliser en sérigraphie. Les supports transparents en polycarbonate ou époxy peuvent être sérigraphiés avec l'encre spéciale GF 140®, fabriquée par General Formulations*. Cette encre est particulièrement solide tout en restant souple. Elle présente une affinité particulière pour le polycarbonate, le polyester et le papier entre autres. Il faut donc prendre la

précaution d'éviter l'empilage des supports et d'intercaler des feuilles de papier entre eux avant séchage complet pour éviter le maculage.

L'impression sur polycarbonate peut aussi se réaliser avec l'encre acrylique 70-111®, de Nazdar*

Cette encre est très facile à appliquer et à nettoyer. Elle ne possède toutefois pas l'adhérence de certaines des autres encres. Sur polycarbonate uniquement, nous recommandons l'encre WORNOW®*, série 50, avec durcisseur Hysol n° 9. Une fois sérigraphiée, l'encre époxy durcit rapidement à l'air pour atteindre une consistance semi-dure qui permet la découpe des légendes sans précautions particulières. Toutefois, avec les encres à base de résine époxy, faire très attention aux proportions de durcisseur à ajouter. Si la quantité de ce dernier est trop importante, l'encre peut continuer à durcir après le cycle de séchage normal, pendant plusieurs mois et rendre l'encre cassante. Dans ces conditions, les feuilles sérigraphiées ont une durée de vie de stockage assez limitée et ne doivent pas être conservées trop longtemps avant leur collage sur les barrettes lumineuses. Séchées à haute température, les encres époxy résistent très bien à l'abrasion et aux agents chimiques.

Maillage des écrans de soie

L'épaisseur de l'encre dépend du maillage des écrans, et dans une moindre mesure, de la hauteur de l'écran au-dessus du support en polycarbonate. La couche d'encre ne doit pas dépasser 25 µm, une couche plus épaisse risquant de faire cloquer le substrat ou de se craqueler pendant le séchage à chaud. Les maillages recommandés pour les encres mentionnées ci-dessus sont les suivants :

Encre WORNOWINK 50-9	80 mailles/cm
Encre GF 140	80-130 mailles/cm
Encre Nazdar 70-111	130 mailles/cm

Sérigraphie

Il est possible de sérigraphier les légendes soit au recto, soit au verso du support. Sérigraphiée sur le recto, l'encre n'est pas directement protégée contre l'abrasion, bien que les encres que nous avons signalées précédemment soient aptes à cette utilisation.

La sérigraphie au verso du support permet de protéger les inscriptions contre les rayures. L'encre se trouve alors en contact avec l'adhésif maintenant l'étiquette collée sur la barrette lumineuse, et le film de polyester sert de protection.

ETIQUETTES AUTO-COLLANTES

Certains fabricants vendent des étiquettes auto-collantes en polycarbonate ou en polyester avec légendes à la demande. Ces étiquettes se présentent en différentes couleurs et textures. Un matériau de surface brillante transmet plus de lumière mais augmente les réflexions spéculaires, il faut donc l'utiliser derrière un filtre. Par contre, un matériau satiné donnera des légendes plus douces mais la lumière sera fortement atténuée. Ces étiquettes ne doivent pas dépasser une épaisseur de 0,25 mm. Elles doivent d'autre part avoir une bonne tenue aux UV et à l'abrasion.

LETTRES TRANSFERT

La lettre transfert permet de réaliser rapidement des légendes, mais uniquement pour les prototypes, car elles peuvent présenter des boursouflures sous l'action des cycles de températures et de l'humidité. Elles adhèrent d'autre part faiblement à leur support.

Un vaste choix de caractères est offert par les différents fabricants de lettres à report comme LETRASET ou MECANORMA. Le transfert sur la face de la barrette, extrêmement simple et rapide, se fait à l'aide d'un brunissoir. Pour protéger les lettres, il est possible de les recouvrir d'une épaisseur de film en polycarbonate.

FIXATION DES ETIQUETTES SUR LES BARRETTES

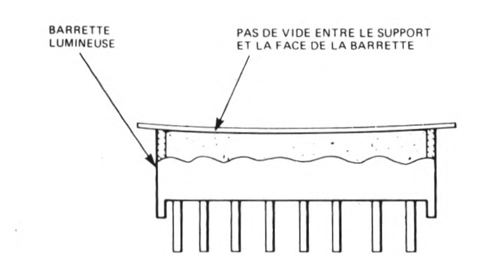
Montures pour barrettes lumineuses

Les montures de barrettes HLMP-2598, -2599, -2898 et -2899 permettent de fixer les barrettes sur les faces avant d'appareils. Ces barrettes servent en même temps de cadre pour maintenir des étiquettes transparentes, de 0,3 mm d'épaisseur, supportant les légendes. Les étiquettes doivent être découpées avant d'être montées.

Ces montures sont très commodes car les étiquettes sont maintenues en place sans colle ni support adhésif double face. Pour plus amples informations, se reporter à la fiche technique les concernant.

Fixation par bande adhésive

Toutes les légendes sur film peuvent être fixées par bandes adhésives double face. Ces bandes doivent être constituées d'un support polyester recouvert sur chaque face d'un adhésif acrylique avec bande de protection.



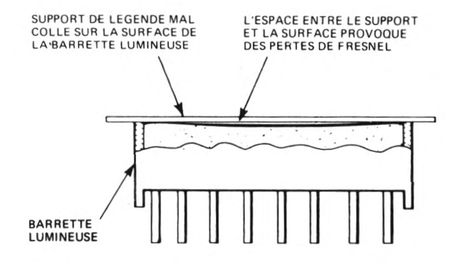


FIGURE 5 – Un support de légende bien collé sur la face élimine les pertes de Fresnel

Pour assurer une bonne fixation des étiquettes transparentes, procéder comme suit :

1. Sans enlever la bande de protection, appliquer la face adhésive avec une forte pression soit contre le verso de l'étiquette, soit sur la surface de la barrette lumineuse.
2. Enlever la bande de protection. Aligner la légende par rapport à la face de la barrette puis la coller avec une forte pression. Il est important d'éviter tout intervalle ou toute bulle entre l'adhésif et l'étiquette d'une part, et l'adhésif et la face de la barrette d'autre part car, comme le montre la figure 5, cela réduit la transmission de lumière à travers la légende par pertes de Fresnel et rend la fixation moins solide.
3. Découper la légende à dimension avec un petit massicot (comme le montre la figure 6) ou une paire de ciseaux.
4. Pour améliorer l'adhésion, chauffer l'ensemble à 115°C dans un four pendant 4 h.

Note : Avec les légendes dont le verso est recouvert d'adhésif, suivre les étapes 2 et 3.

REDUCTION DES INTERFERENCES LUMINEUSES SUR UN ANNONCIATEUR MULTIPLE

Certaines barrettes modulaires Hewlett-Packard ont une surface constituée de plusieurs secteurs lumineux. Chaque secteur peut s'allumer indépendamment. Il est possible d'utiliser plusieurs légendes sur un seul support transparent. On obtient ainsi un annonciateur de petite taille capable de visualiser jusqu'à 4 symboles ou messages.

Le support et l'adhésif acrylique transparents ont tendance à se comporter comme des conduits de lumière. Une partie de la lumière peut passer d'une zone éclairée vers la zone sombre adjacente comme le montre la figure 7. Cette fuite de lumière si elle est suffisamment forte peut provoquer une confusion entre deux zones adjacentes dont l'une est allumée et l'autre éteinte.

Cette interférence lumineuse peut être éliminée en utilisant une impression en noir au blanc au verso du support de légende. L'impression au verso réduit la quantité de lumière qui peut parcourir la feuille transparente.

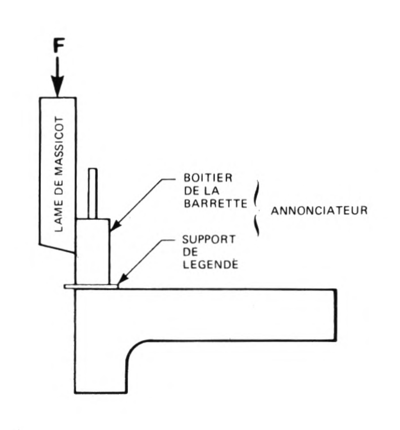
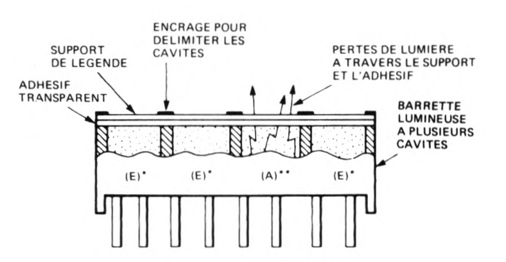
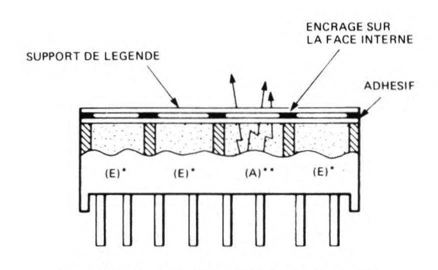


FIGURE 6 — Mise à dimension du support de légende



A. SOURCE PRINCIPALE DE FUITE DE LUMIERE DANS UNE BARRETTE AVANT PLUSIEURS FONCTIONS



B. REDUCTION DES INTERFERENCES ENTRE CAVITES EN ENCRANT LA FACE INTERNE DU SUPPORT

*E = ETEINT
**A = ALLUME

FIGURE 7 — Limitation des interférences lumineuses entre cavités éclairées et éteintes

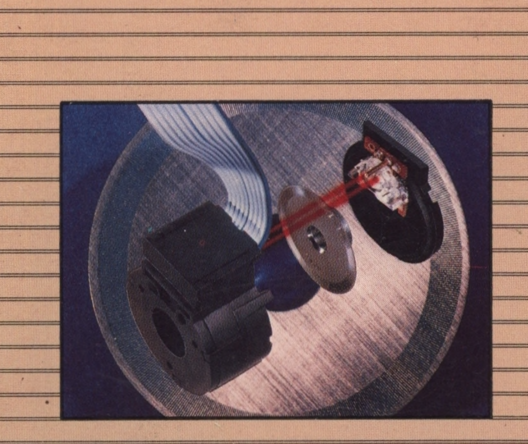
* DUPONT - Division Plastique - 9, rue de Vienne - 75008 PARIS - tél. (1) 387.49.29
GENERAL ELECTRIC - Plastics France - BP 67 - 91002 EVRY Cedex - tél. (6) 077.92.85
GENERAL FORMULATIONS - 350 S Union - SPARTA (Michigan 49345) - USA

NAZDAR Europe - Z. I. - 77390 VERNEUIL L'ETANG - tél. (6) 425.00.26
WORNOW - Etablissements Leguay - 44, rue d'Estiennes d'Orves - 93310 LE PRE SAINT GERVAIS - tél. (1) 843.42.13

NOTES

NOTES

HEWLETT PACKARD





NG NORD GRAPHIQUE PARIS 607-10-76

5953 – 7723 FR


hp
Catalogue optoélectronique 1983